



ITS

Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

TUGAS AKHIR - TE 141599

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI FLYBACK DC-DC
KONVERTER 48-12 VOLT 100 WATT UNTUK *SUPPLY*
AUXILIARY KENDARAAN LISTRIK**

Muhammad Affiyana Al Hilmi
NRP 07111440000192

Dosen Pembimbing
Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.
Dimas Anton Asfani, ST., MT., Ph.D.

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2018



ITS

Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

TUGAS AKHIR - TE 141599

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI FLYBACK DC-DC
KONVERTER 48-12 VOLT 100 WATT UNTUK *SUPPLY*
AUXILIARY KENDARAAN LISTRIK**

Muhammad Affiyana Al Hilmi
NRP 07111440000192

Dosen Pembimbing
Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.
Dimas Anton Asfani, ST., MT., Ph.D.

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2018



ITS
Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

FINAL PROJECT - TE 141599

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF FLYBACK DC-DC CONVERTER 48-12 VOLT 100 WATT FOR AUXILIARY ELECTRIC VEHICLE

Muhammad Affiyana Al Hilmi
NRP 07111440000192

Supervisors

Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.
Dimas Anton Asfani, ST., MT., Ph.D.

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
Faculty of Electrical Technology
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2018

PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi sebagian maupun keseluruhan penelitian saya dengan judul "**Desain dan Implementasi Flyback DC-DC Konverter 48-12 Volt 100 Watt untuk Supply Auxiliary Kendaraan Listrik**" adalah benar-benar hasil karya intelektual mandiri, diselesaikan tanpa menggunakan bahan-bahan yang tidak diizinkan dan bukan karya pihak lain yang saya akui sebagai karya sendiri.

Semua referensi yang dikutip maupun dirujuk telah ditulis secara lengkap pada daftar pustaka. Apabila ternyata pernyataan ini tidak benar, saya bersedia menerima sanksi sesuai peraturan yang berlaku.

Surabaya, 16 Juli 2018



Muhammad Affiyana Al Hilmi

NRP. 07111440000192

Halaman ini sengaja dikosongkan

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI FLYBACK DC-DC
KONVERTER 48-12 VOLT 100 WATT UNTUK
SUPPLY AUXILIARY KENDARAAN LISTRIK**

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik
Pada**

**Bidang Studi Teknik Sistem Tenaga
Departemen Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember**

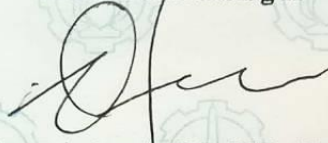
Menyetujui :

Dosen Pembimbing I

 16/07/18

Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.
NIP. 197311192000031001

Dosen Pembimbing II



Dimas Anton A, ST., MT., Ph.D.
NIP. 198109052005011002



Halaman ini sengaja dikosongkan

DESAIN DAN IMPLEMENTASI FLYBACK DC-DC KONVERTER 48-12 VOLT 100 WATT UNTUK SUPPLY AUXILIARY KENDARAAN LISTRIK

Nama mahasiswa : Muhammad Affiyana Al Hilmi
Dosen Pembimbing I : Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.
Dosen Pembimbing II : Dimas Anton Asfani, ST., MT., Ph.D.

Abstrak:

Pada era sekarang ini teknologi kendaraan listrik terutama sepeda motor listrik sedang berkembang dengan pesat hal ini sejalan dengan misi pengurangan polusi secara global. Penggunaan energi listrik untuk alat transportasi akan mengurangi jumlah penggunaan bahan bakar minyak dimana menghasilkan polusi yang cukup tinggi. Dalam desain dan perancangan kendaraan listrik terutama sepeda motor listrik, *auxiliary components* seperti komponen mikrokontroler, lampu, sensor dan speedometer merupakan hal yang sangat penting. Untuk dapat menyuplai *auxiliary components* tersebut diperlukan konverter untuk dapat mengubah tegangan baterai 48 Volt menjadi tegangan nominal *auxiliary components* yakni 12 Volt. Sayangnya topologi konverter yang sering digunakan adalah topologi *non-isolated* konverter sehingga apabila terjadi gangguan pada sisi beban akan langsung mempengaruhi sumber, dalam hal ini adalah baterai. Sehingga diperlukan jenis topologi *isolated* konverter untuk mengatasi hal tersebut. Tugas akhir kali ini merupakan penelitian yang akan diterapkan pada sepeda motor GESITS, dimana suplai untuk *auxiliary components* ini diperlukan jenis topologi yang dapat diproduksi secara massal, *low cost*, desain yang simpel dan efisiensi yang tinggi. Untuk menjawab tantangan tersebut maka digunakan flyback dc-dc konverter, dimana memiliki topologi yang simpel, hal ini dikarenakan tidak adanya induktor pada output filter, satu switch semikonduktor dan hanya satu komponen magnetik yakni transformator serta merupakan jenis topologi *isolated* konverter.

Kata kunci: flyback transformator, *switching converters*, *dc-dc power converters*, *closed loop systems*, control tegangan

Halaman ini sengaja dikosongkan

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF FLYBACK DC-DC CONVERTER 48-12 VOLT 100 WATT FOR AUXILIARY ELECTRIC VEHICLE

Student Name : Muhammad Affiyana Al Hilmi
Supervisor I : Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.
Supervisor II : Dimas Anton Asfani, ST., MT., Ph.D.

Abstract:

In this era of technology electric vehicles, especially electric motorcycles are growing rapidly, this is in line with the mission of pollution reduction globally. The use of electrical energy for transportation will reduce the amount of fuel use which produces high pollution. In the design and construction of electric vehicles, especially electric motorcycles, auxiliary components such as microcontroller components, lights, sensors and speedometer are very important. To be able to supply the auxiliary components requires converter to be able to change the battery voltage 48 Volt to the nominal auxiliary component of the convention that is 12 Volt. Unfortunately the topology converter often used is non-isolated converter topology so that if there is interference on the load side will directly affect the source, in this case is the battery. So the required isolated converter topology to overcome it. This final project is a research that will be applied to GESITS motorcycle, where supply for auxiliary components is needed topology type which can be mass produced, low cost, simple design and high efficiency. To answer the challenge then used dc-dc konverter flyback topology, which has a simple topology, this is because there is no inductor in the filter output, only one semiconductor switch and only one magnetic component that is a transformer and is a type of isolated topology converter.

Key Word: *flyback transformer, switching converters, dc-dc power converters, closed loop systems, voltage control*

Halaman ini sengaja dikosongkan

KATA PENGANTAR

Puji syukur senantiasa saya panjatkan atas kehadiran Allah SWT. Karena atas berkah dan limpahan rahmatnya, saya dapat menyelesaikan buku Tugas Akhir ini yang berjudul “**Desain dan Implementasi Flyback DC-DC Konverter 48-12 V 100 W untuk Suplai Auxiliary Kendaraan Listrik**”. Buku ini saya persembahkan khususnya kepada kedua orang tua saya dan umumnya untuk bahan referensi penelitian selanjutnya. Saya menyadari bahwa penulisan buku Tugas Akhir ini masih jauh dari kata sempurna. Oleh karena itu, saya mengharapkan kritik dan saran dari pembaca untuk perbaikan pada penulisan buku-buku penelitian selanjutnya.

Selama pengerjaan Tugas Akhir ini banyak pihak-pihak yang membantu baik berupa doa, bimbingan dan jasa dalam menyelesaikan Tugas Akhir ini, maka tidak lupa saya mengucapkan terimakasih pada :

1. Kedua orang tua dan kakak yang tiada hentinya memberikan dukungan dan doa untuk Tugas Akhir ini.
2. Bapak Dedet Candra Riawan dan Bapak Dimas Anton Asfani selaku dosen pembimbing pada Tugas Akhir ini.
3. Bapak Heri Suryoatmojo selaku Kepala Laboratorium Konversi Energi atas peminjaman alat laboratorium untuk pengerjaan Tugas Akhir ini.
4. Mas Ridwan, Mas Agus, Mas Rhiza dan Tim GESITS yang lain dalam memberikan ilmu dan dukungannya dalam pengerjaan Tugas Akhir ini.
5. Keluarga besar yang selalu memberikan dukungan dan doa untuk Tugas Akhir ini.
6. Keluarga besar e54 yang telah memberikan dukungan dan motivasi selama ini.
7. Keluarga asisten Laboratorium Konversi Energi yang selalu memberi dukungan dan motivasi.
8. Teman-teman kos Gria Pena yang berjuang bersama dalam menyelesaikan Tugas Akhir.
9. Teman-teman KASMAJI'14 yang selalu memberi dukungan dan motivasi.
10. Karima Syahidah dan keluarga yang selalu memberikan doa, motivasi dan dukungannya.
11. Dan semua orang yang tidak dapat disebutkan satu per satu.

Saya mengucapkan terima kasih atas doa dan dukungannya dalam menyelesaikan Tugas Akhir ini. Semoga buku Tugas Akhir ini dapat bermanfaat untuk penelitian selanjutnya dan sebagai bahan menuntut ilmu. Akhir kata saya mengucapkan mohon maaf apabila ada kesalahan selama ini.

Surabaya, 16 Juli 2018

Muhammad Affiyana Al Hilmi

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	
LEMBAR PERNYATAAN	
LEMBAR PENGESAHAN	
ABSTRAK	i
ABSTRACT	iii
KATA PENGANTAR	v
DAFTAR ISI	vii
DAFTAR GAMBAR	ix
DAFTAR TABEL.....	xi
BAB I PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang.....	1
1.2 Perumusan Masalah	2
1.3 Tujuan	2
1.4 Batasan Masalah	2
1.5 Metodologi	3
1.6 Sistematika Penulisan.....	4
1.7 Relevansi	5
BAB II TINJAUAN PUSTAKA	7
2.1 <i>Switch Mode Power Supply (SMPS)</i>	7
2.2 Frekuensi dan <i>Duty Cycle</i>	8
2.3 Topologi Flyback Konverter	9
2.3.1 Analisis Saklar Tertutup (<i>Switch On</i>).....	10
2.3.2 Analisis Saklar Terbuka (<i>Switch Off</i>)	12
2.4 Mode Operasi Konverter Flyback.....	13
2.4.1 DCM	14
2.4.2 CCM.....	17
2.5 <i>High Frekuensi Transformer (HFT)</i>	19
2.5.1 Pemodelan Transformator.....	20
2.6 Rangkaian Kontrol	25
2.6.1 Kontrol PID.....	26
2.6.1.1 Kontrol Proporsional.....	26
2.6.1.2 Kontrol Integratif.....	27
2.6.1.3 Kontrol Derivatif	27
2.6.2 Isolated Feedback Optocoupler	27
2.7 Rangkaian Suplai Satu Catu Daya	28
BAB III DESAIN, SIMULASI DAN IMPLEMENTASI.....	29
3.1 Desain Flyback Konverter	29
3.1.1 Penentuan Frekuensi dan <i>Duty Cycle</i>	33

3.1.2	Penentuan Parameter Rangkaian.....	33
3.1.2.1	Parameter Flyback Konverter	33
3.1.2.2	Parameter Beban	34
3.1.2.3	Parameter LM2576HVT.....	35
3.2	Desain dan Implementasi Transformator.....	35
3.3	Parameter Rangkaian Flyback Konverter	44
3.4	Desain dan Simulasi Flyback Konverter	45
3.5	Simulasi Flyback Konverter Kondisi Statis	45
3.6	Simulasi Flyback Konverter Kondisi Dinamis	50
3.7	Implementasi Flyback Konverter	52
3.7.1	IC LM2576HVT	53
3.7.2	Saklar Semikonduktor dan Optocoupler	53
3.7.3	Dioda	53
3.7.4	Kapasitor Snubber dan Dioda TVS.....	53
3.7.5	Isolated Feedback Optocoupler	55
3.8	Desain dan Implementasi <i>Overload Protection</i>	56
BAB IV HASIL IMPLEMENTASI DAN ANALISIS		57
4.1	Pengujian Sinyal PWM dan Pensaklaran	57
4.1.1	Pengujian Pensaklaran Tanpa Snubber dan Dioda TVS	60
4.1.2	Pengujian Pensaklaran dengan Kapasitor Snubber	61
4.1.3	Pengujian Pensaklaran dengan Dioda TVS	62
4.1.4	Pengujian Pensaklaran dengan Kapasitor Snubber dan Dioda TVS.....	64
4.1.5	Perbandingan Efisiensi Dengan dan Tanpa Kapasitor Snubber.....	67
4.2	Pengujian Flyback Konverter.....	68
4.2.1	Pengujian Kondisi Statis.....	69
4.2.2	Pengujian Kondisi Dinamis	72
4.3	Pengujian <i>Overload Protection</i>	73
BAB V KESIMPULAN DAN SARAN		77
5.1	Kesimpulan	77
5.2	Saran	78
DAFTAR PUSTAKA.....		79
LAMPIRAN.....		81
RIWAYAT HIDUP PENULIS		97

DAFTAR GAMBAR

Gambar 1. 1 Desain sistem konverter dc-dc flyback	3
Gambar 2. 1 Vpeak dan Vaverage PWM	8
Gambar 2. 2 <i>Pulse Width Modulation</i>	9
Gambar 2. 3 Topologi Flyback Konverter	10
Gambar 2. 4 Switch kondisi on (close)	10
Gambar 2. 5 Gelombang arus belitan primer	12
Gambar 2. 6 Switch kondisi <i>off (open)</i>	12
Gambar 2. 7 Bentuk gelombang DCM	14
Gambar 2. 8 Arus Input	15
Gambar 2. 9 Gelombang tegangan output	17
Gambar 2. 10 Mode operasi CCM	18
Gambar 2. 11 Pemodelan <i>couple inductor</i> dengan polaritas berkebalikan	20
Gambar 2. 12 (a) Gambar transformator tipe inti (b) gambar transformer tipe cangkang	21
Gambar 2. 13 Diagram Block Sistem Kontrol Tegangan	25
Gambar 2. 14 Rangkaian Optocoupler Analog	28
Gambar 2. 15 Pemodelan rangkaian IC LM2576HVT	28
Gambar 3. 1 Diagram Blok Flyback Konverter	29
Gambar 3. 2 Dimensi inti ferrit ETD49	36
Gambar 3. 3 Skema simulasi rangkaian flyback konverter kondisi statis	46
Gambar 3. 4 Sinyal <i>switching</i>	46
Gambar 3. 5 Tegangan sisi primer	46
Gambar 3. 6 Arus Primer Transformator	47
Gambar 3. 7 Arus Sekunder Transformator	47
Gambar 3. 8 Gelombang <i>switch</i> MOSFET	48
Gambar 3. 9 Tegangan output	49
Gambar 3. 10 Arus Output	50
Gambar 3. 11 Rangkaian Simulasi <i>Closed-loop</i>	51
Gambar 3. 12 Perubahan tegangan input	51
Gambar 3. 13 Perubahan daya yang diakibatkan karena perubahan beban	51
Gambar 3. 14 Gambar Alat	52
Gambar 3. 15 Rangkaian kapasitor snubber dan dioda TVS	55

Gambar 4. 1 Bentuk Gelombang Pensaklaran	58
Gambar 4. 2 Proses terjadi <i>spike voltage</i>	59
Gambar 4. 3 Sinyal tegangan V_{DS} tanpa kapasitor snubber dan dioda TVS	60
Gambar 4. 4 Sinyal Tegangan V_{DS} dengan Kapasitor Snubber	61
Gambar 4. 5 Sinyal tegangan V_{DS} dengan dioda TVS	62
Gambar 4. 6 Sinyal tegangan V_{DS} dengan dioda TVS dan kapasitor snubber	65
Gambar 4. 7 Grafik efisiensi vs daya output flyback konverter	67
Gambar 4. 8 Ripple tegangan output	69
Gambar 4. 9 Kondisi arus input tidak saturasi	70
Gambar 4. 10 Tegangan dan arus input (kondisi saturasi) serta output kondisi statis	70
Gambar 4. 11 Pengujian tegangan input dinamis	72
Gambar 4. 12 Pengujian beban dinamis	73
Gambar 4. 13 <i>Overload Protection</i>	74
Gambar 4. 14 Flyback konverter <i>turn on</i> setelah <i>Overload</i>	74

DAFTAR TABEL

Tabel 3. 1 Parameter Komponen IC LM2576HVT	35
Tabel 3. 2 Spesifikasi ETD 49.....	36
Tabel 3. 3 Parameter Transformator	41
Tabel 3. 4 Parameter Rangkaian Flyback Konverter	44
Tabel 4. 1 Efisiensi flyback konverter dengan dioda TVS	63
Tabel 4. 2 Daya dan efisiensi flyback konverter dengan dioda TVS dan kapasitor snubber.....	65

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Isu pemanasan global merupakan isu yang marak dibicarakan sekarang ini. Berbagai upaya telah dilakukan untuk mengurangi pemanasan global diantaranya adalah *carbon tax*, standar kendaraan bermotor dll. Pada era sekarang ini teknologi kendaraan listrik terutama sepeda motor listrik sedang berkembang dengan pesat hal ini sejalan dengan misi pengurangan polusi secara global. Penggunaan bahan bakar minyak pada kendaraan transportasi menghasilkan polusi yang cukup tinggi, hal ini dapat dikurangi dengan penerapan kendaraan listrik yang tidak menghasilkan polusi sama sekali. Dalam desain dan perancangan kendaraan listrik terutama sepeda motor listrik, *auxiliary components* seperti komponen mikrokontroler, lampu, sensor dan speedometer merupakan hal yang sangat penting.

Topologi konverter yang sering digunakan adalah topologi non-isolated konverter dikarenakan jenis topologi ini yang paling mudah untuk diimplementasi dan mudah didapatkan modul jadinya dipasaran. Sayangnya jenis topologi konverter ini memiliki kerugian dimana apabila terjadi gangguan pada sisi beban akan langsung mempengaruhi sumber, sumber kali ini adalah baterai. Sehingga diperlukan jenis topologi isolated konverter untuk mengatasi hal tersebut.

Tugas akhir kali ini ditujukan merupakan penelitian yang akan diterapkan pada sepeda motor GESITS. Untuk dapat menyuplai *auxiliary components* sepeda motor listrik GESITS tersebut diperlukan konverter untuk dapat mengubah tegangan baterai 48 Volt menjadi tegangan nominal *auxiliary components* yakni 12 Volt dengan daya 100 Watt. Pada penerapannya di sepeda motor GESITS selama ini konverter yang digunakan untuk suplai *auxiliary components* adalah dengan membeli modul konverter flyback dua mosfet dalam bentuk produk jadi, sehingga diperlukan penelitian untuk menentukan jenis topologi yang paling tepat untuk diterapkan pada sepeda motor listrik GESITS. Dimana suplai untuk *auxiliary components* ini diperlukan jenis topologi yang dapat diproduksi secara masal, *low cost*, desain yang simpel dan efisiensi yang tinggi[1]. Oleh karena itulah pada tugas akhir ini digunakan flyback dc-dc konverter, yang memiliki topologi yang simpel, hal ini dikarenakan tidak adanya induktor pada output filter, satu switch semikonduktor dan hanya

satu komponen magnetik yakni transformator. Konverter flyback merupakan jenis topologi *isolated converter* dengan daya maksimal 150 Watt sehingga cukup untuk diterapkan di tugas akhir ini yang berdaya 100 Watt[2]. Dikarenakan flyback merupakan isolated konverter sehingga dapat memisahkan secara elektrik komponen sisi suplai dan sisi beban, maka dapat melindungi baterai jika terjadi gangguan di sisi beban [3].

1.2 Perumusan Masalah

Kendaraan listrik, pada pembahasan kali ini adalah sepeda motor listrik GESITS memerlukan suplai tegangan yang konstan untuk *auxiliary components* ketika ada banyak perubahan beban. Untuk memastikan suplai tegangan yang konstan untuk sepeda motor listrik GESITS maka diperlukan konverter untuk suplai tegangan yang konstan [4]. Namun pada implementasinya diperlukan jenis topologi konverter yang isolated dan memiliki topologi yang simpel sehingga diterapkan jenis topologi flyback dc-dc konverter.

Nilai beban dan tegangan input berubah-ubah ketika sepeda motor listrik GESITS dioperasikan. Untuk mengkondisikan tegangan output diperlukan flyback konverter yang memiliki output tegangan konstan[5]. Selain kemampuan pengkondisian tegangan, konverter juga harus memiliki bobot yang seringan mungkin dan desain yang *compact*, dikarenakan jika bobot dan dimensi terlalu besar maka bisa mempengaruhi struktur bodi dari sepeda motor GESITS.

1.3 Tujuan

Penelitian tugas akhir ini bertujuan untuk :

1. Mendesain konverter dc-dc flyback *closed-loop* dengan tegangan yang konstan saat terjadi perubahan nilai tegangan input dan perubahan beban
2. Mendesain dan implementasi konverter dc-dc flyback untuk suplai *auxiliary components* sepeda motor listrik GESITS.

1.4 Batasan Masalah

Adapun batasan masalah pada Tugas Akhir kali ini adalah :

1. Pemodelan, simulasi dan analisis menggunakan perangkat lunak PSIM.

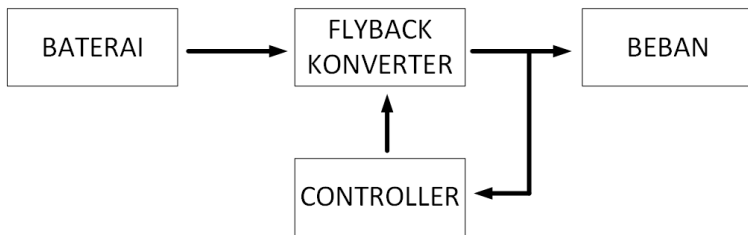
2. Perancangan konverter dc-dc flyback dengan satu supply daya untuk konverter dan mikrokontroler.
3. Perancangan konverter dc-dc flyback untuk daya 100W.
4. Perancangan konverter dc-dc flyback closed-loop.

1.5 Metodologi

1. Studi Literatur

Mempelajari prinsip kerja dari konverter dc-dc flyback. Untuk mendapatkan output tegangan yang konstan akan digunakan mikrokontroler. Digunakan data yang sesuai pada sepeda motor listrik GESITS. Respon tegangan output terhadap perubahan nilai input tegangan dan perubahan beban akan ditinjau lebih lanjut..

2. Pengimplementasian Alat



Gambar 1. 1 Desain sistem konverter dc-dc flyback

Pada tahap ini dilakukan pembuatan konverter dc-dc flyback berdasarkan desain yang telah dibuat. Pembuatan terdiri dari dua tahap yaitu simulasi flyback dc-dc konverter yang sesuai dengan data sepeda motor listrik GESITS. Yang kedua merupakan proses perangkaian flyback dc-dc konverter. Komponen paling vital merupakan transformer yang merupakan dasar dari rangkaian flyback dc-dc konverter.

3. Pengujian Alat

Proses pengujian alat dilakukan untuk mengukur kinerja alat yang telah dibuat. Flyback dc-dc konverter yang telah dibuat akan diuji secara langsung untuk suplai auxiliary komponen sepeda motor listrik GESITS serta akan dibandingkan kinerjanya dengan modul konverter yang sudah

ada. Parameter yang akan diukur adalah tegangan dan efisiensi yang dihasilkan terhadap pengaruhnya dengan perubahan nilai tegangan input dan perubahan beban.

4. Analisis Data

Setelah pengujian telah selesai dilakukan maka akan dilakukan analisa terhadap data-data yang telah didapat. Akan dianalisa pengaruh tegangan output dan efisiensi dari perubahan nilai tegangan input serta perubahan nilai beban.

5. Kesimpulan

Pada akhir penelitian akan ditarik kesimpulan berdasarkan analisa yang telah dilakukan.

1.6 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan laporan tugas akhir ini terbagi atas lima bagian dan masing-masing bab akan terurai sebagai berikut:

BAB 1 Pendahuluan

Bab ini berisikan penjelasan tentang latar belakang, permasalahan, tujuan, metodologi, sistematika penulisan, dan relevansi tugas akhir ini.

BAB 2 Tinjauan Pustaka

Bab ini berisi teori penunjang yang membahas mengenai *switch mode power supply* (SMPS), *topology flyback* konverter, mode operasi, sistem satu *supply* daya, *high* frekuensi transformer, *control closed-loop* dengan PID serta *pulse width modulation* (PWM).

BAB 3 Desain, Simulasi dan Implementasi

Bab ini membahas mengenai desain dan simulasi flyback konverter baik *open-loop* ataupun *closed-loop*, desain dan implementasi *high frequency transformer* (HFT) dan implementasi flyback konverter.

BAB 4 Hasil Implementasi dan Analisis

Bab ini berisikan hasil implementasi disertai analisis pengujian sinyal PWM dan pensaklaran, analisis flyback konverter dengan penggunaan dioda TVS dan kapasitor snubber, analisis flyback konverter terkait daya dan efisiensi serta analisis *overload protection*.

BAB 5 Kesimpulan dan Saran

Bab ini membahas mengenai kesimpulan dari tugas akhir flyback konverter 48-12 V 100W ini dan saran terkait penelitian selanjutnya.

1.7 Relevansi

Penelitian diharapkan dapat memberikan manfaat, yaitu:

1. Menjadi referensi yang dapat menunjang industri kendaraan listrik terutama untuk sepeda motor listrik GESITS.
2. Menjadi referensi bagi mahasiswa yang akan mengerjakan penelitian dengan dc-dc konverter.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB II

TINJAUAN PUSTAKA

2.1 *Switch Mode Power Supply (SMPS)*

Switch mode power supply (SMPS) merupakan hal yang sangat penting dalam kehidupan sehari-hari. Banyak peralatan elektronik membutuhkan SMPS dalam penggunaannya, seperti *supply daya computer*, *charging* baterai dan tak terkecuali penggunaannya dalam kendaraan listrik untuk menyuplai daya pada semua peralatan elektronik dengan tegangan yang diinginkan. Untuk menyuplai berbagai komponen elektronik dibutuhkan SMPS yang memiliki topologi konverter *isolated*, hal ini dikarenakan apabila terjadi gangguan pada sisi beban (peralatan elektronik) maka tidak akan berdampak pada peralatan *supply daya*. Ada beberapa jenis topologi *isolated converter*, yakni :[1]

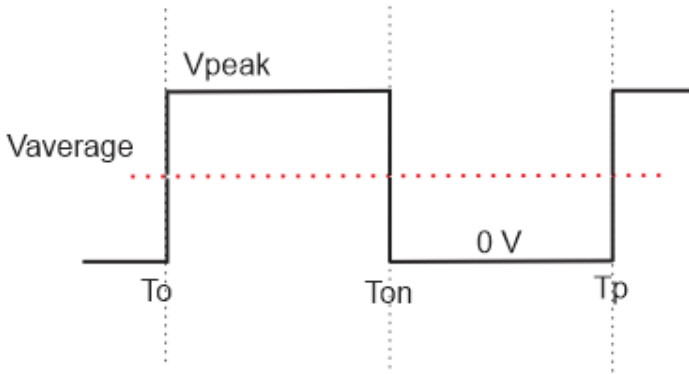
1. *Push-Pull Converter*
2. *Forward Converter*
3. *Flyback Converter*
4. *Half Bridge Converter*

Dalam penggunaan *switch mode power supply* (SMPS), *flyback converter* merupakan jenis *isolated converter* yang sering digunakan dikarenakan desain yang simpel, hal ini dikarenakan tidak adanya induktor sebagai *filter output*, hanya satu *switch* semikonduktor dan hanya satu komponen *magnetic* (transformator)[2]. Selain dari desain yang simpel, konverter *flyback* dalam pembuatannya membutuhkan biaya relatif murah, *isolated output* dan konstruksi yang cukup sederhana. Konverter *flyback* biasanya digunakan untuk keperluan daya rendah.

Pada dasarnya konverter *flyback* merupakan sebuah pengembangan dari konverter *buck-boost*, yang membedakan adalah penggunaan *flyback transformer*. Transformator ini membuat konverter ini memiliki sifat terisolasi secara elektrik antara sisi input dan sisi output[3]. Selain hal itu, transformator ini dapat mempunyai *turns ratio* yang dapat diatur sesuai dengan tegangan output yang diinginkan. Sehingga pengaturan nilai tegangan output tidak hanya didasarkan pada nilai *duty cycle*.

2.2 Frekuensi dan Duty Cycle

Parameter frekuensi dipilih menggunakan frekuensi tinggi, hal ini berkaitan dengan mempertimbangkan dimensi dari transformator serta jumlah *stranded* kabel AWG yang digunakan sebagai belitan. Selain itu, pemilihan frekuensi ini juga mempertimbangkan rugi daya pada transformator. Untuk penyakelaran MOSFET menggunakan sinyal Pulse Width Modulation (PWM). PWM adalah salah satu teknik modulasi dengan mengubah lebar pulsa (*duty cycle*) dengan nilai frekuensi dan amplitude yang tetap. Sinyal PWM ditunjukkan pada gambar (2.1).

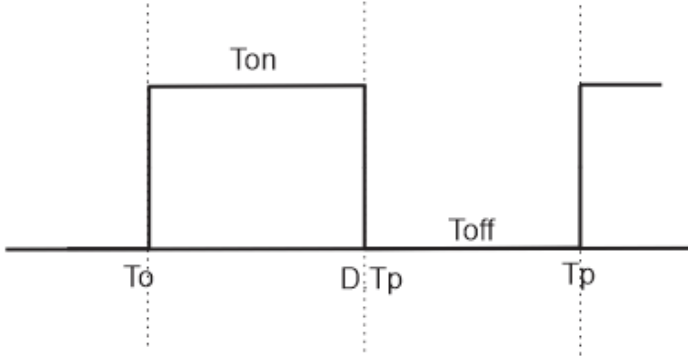


Gambar 2. 1 V_{peak} dan $V_{average}$ PWM

$$\begin{aligned} V_{average} &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} V(t) dt \\ V_{average} &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_{on}} V_{peak} dt + \frac{1}{T_p} \int_{T_{on}}^{T_p} 0 dt \\ V_{average} &= \left(V_{peak} \left(\frac{T_{on}}{T_p} \right) \right) + \left(\left(\frac{T_p - T_{on}}{T_p} \right) \times 0 \right) \\ V_{average} &= \frac{T_{on} \times V_{peak}}{T_p} \end{aligned}$$

$$V_{average} = D \times V_{peak} \quad (2.1)$$

Dengan mengatur nilai *duty cycle* maka dapat mengatur *switching* MOSFET seperti dijelaskan sebagai berikut.



Gambar 2. 2 *Pulse Width Modulation*

$$T_p = \text{Time Period} = \frac{1}{\text{frequency}}$$

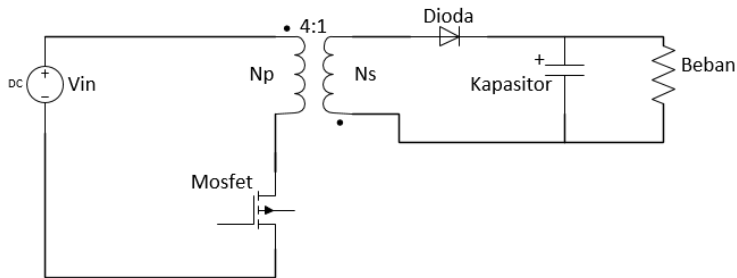
$$T_{on} = \text{Time "MOSFET" On} = D \times T_p$$

$$T_{off} = \text{Time "MOSFET" Off} = T_p - (D \times T_p) = (1 - D) \times T_p$$

$$D = \text{Duty Cycle} = \frac{T_{on}}{T_p} = \frac{\text{Time "MOSFET" On}}{\text{Time "MOSFET" Off}} \quad (2.2)$$

2.3 Topologi Flyback Konverter

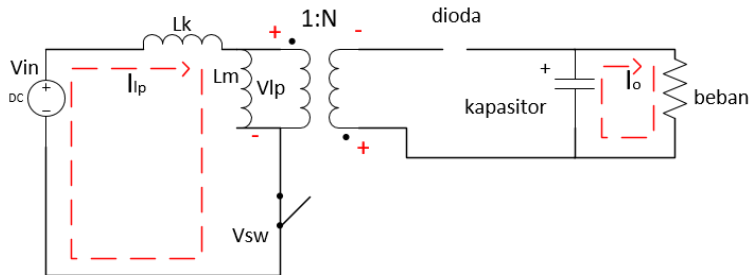
Konverter dapat diklasifikasikan ke dalam *non-isolated converter* dan *isolated converter*. Konverter flyback merupakan salah satu jenis *isolated converter*. Topologi tersebut terdiri dari beberapa koomponen yakni mosfet/IGBT, transformer, dioda dan kapasitor yang tersusun pada Gambar 2.3.



Gambar 2. 3 Topologi Flyback Konverter

Konverter flyback merupakan konverter pengembangan dari konverter buck-boost, dimana adanya transformator pada konverter flyback membuat konverter ini memiliki kemampuan isolation antara sisi output (beban) dan sisi input (*supply*)[3]. Untuk dapat menjalankan sistem flyback konverter ini maka harus ada beberapa rangkaian penunjang yang akan dijelaskan selanjutnya dan block diagram keseluruhan sistem tersedia pada lampiran.

2.3.1 Analisis Saklar Tertutup (Switch On)



Gambar 2. 4 Switch kondisi on (close)

Ketika switch “S” dalam kondisi *on*, maka belitan sisi primer dari transformator akan terhubung dengan *supply input* dan bagian dot terhubung dengan sisi positif. Pada kondisi ini, dioda yang terhubung secara seri dengan belitan sekunder akan mengalami *reverse bias* dikarenakan letak dot belitan sekunder yang berkebalikan dengan letak dot pada sisi belitan primer. Pada saat switch dalam kondisi on ini, belitan

primer mampu untuk menghantarkan arus pada sisi belitan sekunder namun arus pada sisi sekunder terblock dikarenakan *reverse bias* dari dioda. Maka dalam kondisi ini, *flux magnetic* akan tetap tersimpan pada inti transformator. Sehingga energi akan tetap tersimpan pada inti transformator pada saat kondisi t_{on} . Energi akan dihantarkan ke sisi sekunder pada saat kondisi t_{off} . Pada kondisi ini kapasitor mengalami *discharge* untuk suplai beban. Sehingga didapatkan persamaan :

$$V_{LP} = V_{in} \quad (2.3)$$

Keterangan :

V_{LP} : Tegangan di kaki primer belitan transformator

V_{in} : Nilai tegangan input

Dari persamaan mengenai Pulse Width Modulation pada (2.2) diketahui :

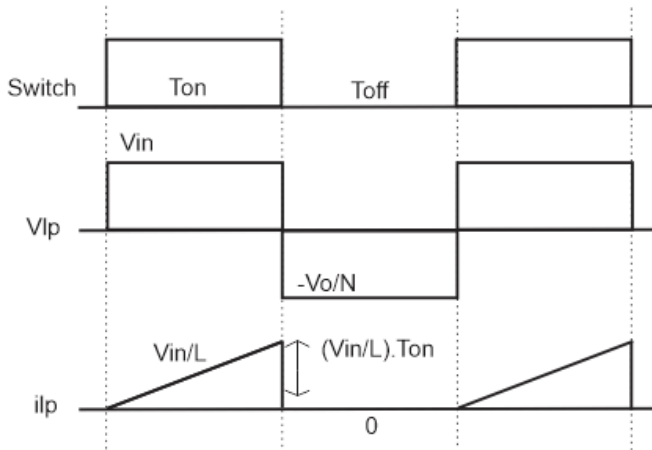
$$T_{on} = D \times T_p \quad (2.4)$$

Keterangan :

T_{on} : Waktu MOSFET dalam kondisi On

T_p : *Time Period*

Dikarenakan energi tidak bisa langsung dialirkan menuju ke sekunder maka arus akan naik dalam kurun waktu t_{on} seperti berikut:

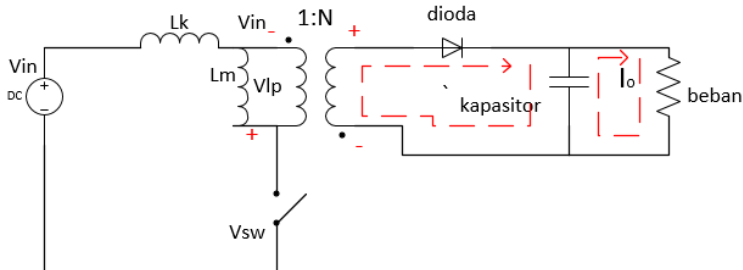


Gambar 2. 5 Gelombang arus belitan primer

Maka, nilai arus primer didapatkan :

$$i_{LP} = \frac{V_{in}}{L_m} \times T_{on} \quad (2.5)$$

2.3.2 Analisis Saklar Terbuka (*Switch Off*)



Gambar 2. 6 Switch kondisi *off* (*open*)

Ketika switch dalam kondisi (*open*) maka arus pada belitan primer dan flux yang tersimpan pada inti transformator akan dihantarkan

menuju ke belitan sekunder. Maka dalam kondisi ini dioda akan mengalami *forward bias* dan arus dari transformator dapat dihantarkan, hal ini dikarenakan transformator memiliki polaritas yang berbeda antara sisi primer dan sisi sekunder yang ditunjukkan pada gambar (2.6). Energi yang mengalir dari transformator ini akan *recharge* kapasitor dan dapat untuk menyuplai beban. Maka didapatkan persamaan :

$$V_{LP} = -\frac{V_o}{N} \quad (2.6)$$

Dari persamaan mengenai Pulse Width Modulation pada (2.2) diketahui :

$$T_{off} = (1 - D) \times T_p \quad (2.7)$$

Berdasarkan bentuk gelombang pada gambar 2.5 maka nilai arus belitan primer dalam kondisi t_{off} :

$$i_{LP} = 0 \quad (2.8)$$

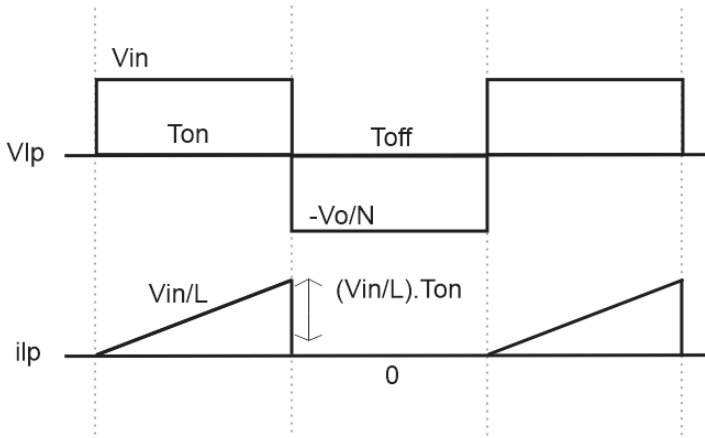
2.4 Mode Operasi Konverter Flyback

Seperti halnya dengan jenis konverter yang lain, konverter flyback mempunyai dua jenis operasi yakni *Continous Conduction Mode* (CCM) dan *Discontinous Conduction Mode* (DCM). Kedua jenis mode operasi ini memiliki *transfer function* dan perbedaan gelombang pada arus maupun tegangan. Maka dari itu untuk keperluan desain dan pemilihan komponen maka sangat perlu untuk memahami dua jenis mode operasi ini. Bentuk-bentuk gelombang yang harus diperhatikan adalah bentuk gelombang pada arus yang mengalir menuju transformator, tegangan diantara kaki *switch* dan tegangan yang melalui dioda. Untuk menganalisa jenis operasi dari *flyback converter* ini, diperlukan beberapa pendekatan dalam desain dan simulasi, diantaranya :

1. Konverter bekerja dalam keadaan *steady state*
2. Konverter dalam kondisi ideal (efisiensi 100%) sehingga daya pada sisi input memiliki nilai yang sama pada daya disisi output.
3. *Leakage inductance*, *stray capacitance* dan *stray resistance* dihiraukan.

2.4.1 DCM

Mode operasi ini terjadi ketika energi dari sisi primer dapat dikirimkan menuju ke sisi sekunder dalam sekali *cycle*. Pada mode ini kondisi arus awal $i_m(0)$ adalah nol dikarenakan semua energi dalam inti transformator sudah dihantarkan ke sisi sekunder ketika dalam kondisi T_{off} . [6]



Gambar 2. 7 Bentuk gelombang DCM

Gambar 2.7 Merupakan gelombang hasil mode DCM. Selanjutnya akan dibahas mengenai penurunan rumus berdasarkan persamaan sebelumnya. Dengan substitusi persamaan (2.3) dan (2.4) didapatkan persamaan ketika *switch* dalam keadaan T_{on} sebagai berikut :

$$T_{on} \times V_{LP} = V_{in} \times D \times T_p \quad (2.9)$$

Substitusi antara persamaan (2.6) dan (2.7) didapatkan persamaan ketika *switch* dalam keadaan T_{off} sebagai berikut :

$$T_{off} \times V_{LP} = -\frac{V_o}{N} (1 - D) \times T_p \quad (2.10)$$

Penyelesaian persamaan selanjutnya dengan menggunakan hukum tegangan kedua (volt second rule) yang menyatakan bahwa nilai

rata-rata tegangan yang melewati induktor pada saat *steady state* adalah 0. Maka substitusi persamaan (2.9) dan (2.10) menghasilkan :

$$\begin{aligned}\Sigma &= V_{in} \times D \times T_p - \frac{V_o}{N} \times (1 - D) \times T_p = 0 \\ \frac{V_o}{N} \times (1 - D) \times T_p &= V_{in} \times D \times T_p \\ V_o &= \frac{N \times D}{1 - D} \times V_{in}\end{aligned}\quad (2.11)$$

Keterangan :

V_o : Tegangan Output

V_{in} : Tegangan Input

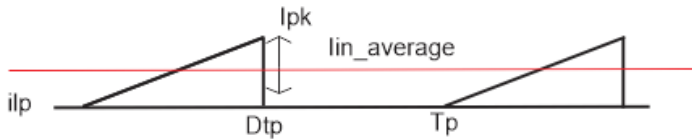
D : *Duty Cycle*

N : Rasio belitan transformer ($\frac{N_2}{N_1}$)

Dari persamaan (2.11) didapatkan persamaan untuk *duty cycle* sebagai berikut :

$$D = \frac{V_o \times N_s}{V_o N_s + N_p V_s} \quad (2.12)$$

Dengan asumsi efisiensi 100% maka persamaan arus input rata-rata adalah :



Gambar 2. 8 Arus Input

$$I_{ave} = \frac{P_{in}}{V_{in_minimum}} \quad (2.13)$$

Keterangan :

I_{ave} : Nilai arus rata-rata

P_{in} : Daya Input

$V_{in_minimum}$: Nilai tegangan input minimum

Maka nilai I_{pk} dapat dicari dengan persamaan :

$$I_{ave} = \frac{I}{T_p} \int_0^{T_p} I_{(t)} dt = \frac{Area}{T_p} = \frac{0.5 \times I_{pk} \times D \times T_p}{T_p}$$
$$I_{ave} = 0.5 \times D \times I_{pk} \quad (2.14)$$

Dengan *duty cycle* 50% maka :

$$I_{ave} = 0.5 \times 0.5 \times I_{pk}$$

$$I_{ave} = 0.25 \times I_{pk}$$

$$I_{pk} = 4 \times I_{ave}$$

Untuk menentukan nilai kapasitor output sebelumnya harus ditentukan nilai ripple tegangan (ΔV_{co}) yang ingin dicapai. Persamaan untuk menentukan kapasitor output sebagai berikut :

$$C_o = V_{max} \times \frac{D}{f_s \times R \times \Delta V_o} \quad (2.15)$$

$$C_o = (V_o + \Delta V_o) \times \frac{D}{f_s \times R \times \Delta V_o} \quad (2.16)$$

Keterangan :

C_o : Kapasitor Output

V_{max} : Tegangan Output Maksimal

V_o : Tegangan Output

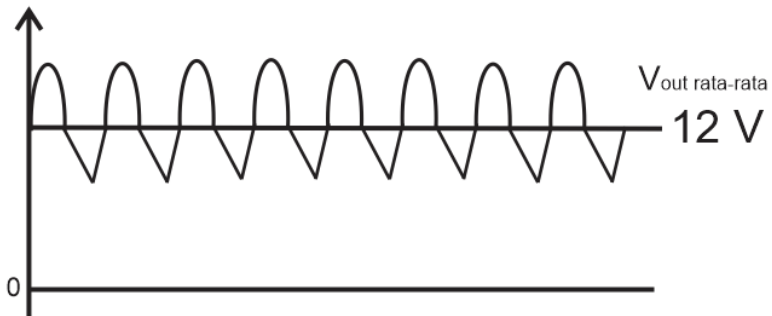
D : *Duty Cycle*

f_s : Frekuensi *switching*

ΔV_o : Ripple Tegangan Output

R : Nilai beban output

Berikut adalah bentuk gelombang tegangan output.

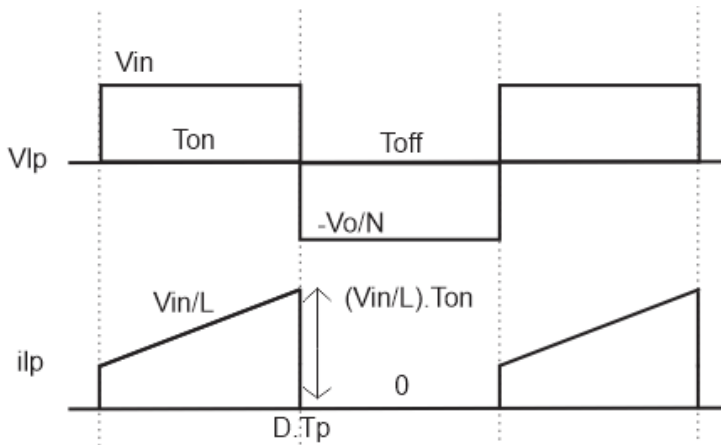


Gambar 2. 9 Gelombang tegangan output

Perhitungan nilai ripple tegangan output akan dibahas pada subbab 3.5.

2.4.2 CCM

Pada mode operasi ini, energi yang tersimpan pada inti transformator pada saat t_{on} tidak sepenuhnya dihantarkan menuju ke sisi sekunder pada saat switch dalam kondisi t_{off} .



Gambar 2. 10 Mode operasi CCM

Gambar diatas menunjukan bentuk gelombang yang dihasilkan dalam mode operasi *Continuous Conduction Mode* (CCM). Ketika *switch* dalam kondisi t_{on} maka arus yang mengalir pada *magnetizing inductance* bertambah secara linear dengan asumsi nilai tegangan input yang tetap. Nilai *peak-to-peak* dan ripple pada arus magnetisasi perlu diperhatikan pada kaitannya dengan nilai rugi-rugi yang timbul pada transformator, dikarenakan nilai *peak-to-peak* arus CCM lebih besar dikarenakan adanya energi yang tersimpan pada inti transformer pada t_{on} cycle sesudahnya. Tegangan pada *switch* juga harus diperhatikan dikarenakan nilai tegangan *peak-to-peak* pada *switch* digunakan untuk menentukan pemilihan *switch* yang akan dipakai. Nilai arus magnetisasi dapat dirumuskan dengan persamaan :

$$I_L(t) = \frac{V_{in}}{L_m} T_{on} + I_L(0) \quad (2.17)$$

Dimana :

$I_L(0)$: Nilai arus awal pada sisi primer ketika *switch* dalam kondisi t_{on} .

V_{in} : Nilai tegangan input

L_m : Induktansi Magnetisasi

Nilai puncak arus pada saat $t = DT_p$ dirumuskan :

$$I_L(T_{on}) = \frac{V_{in}(T_{on})}{L_m} + I_L(t) \quad (2.18)$$

Ketika waktu awal dioda *forward bias* $t=T_{on}$ arus yang berada di sisi primer transformator dialirkan pada sisi sekunder dengan $I_s = NI_p$ dengan N adalah *turns ratio* dari belitan transformator.

Tegangan pada switch dapat ditunjukkan dengan persamaan :

$$V_{sw} = V_d - (-NV_o) = V_{in} + NV_o \quad (2.19)$$

Dimana NV_o adalah nilai output tegangan dikalikan dengan *turns ratio* belitan transformer. Nilai tegangan rata-rata pada belitan transformator adalah nol dikarenakan nilai tegangan pada saat kondisi t_{on} adalah sama pada saat kondisi t_{off} . Persamaan tegangan output menjadi :

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1}{N} \frac{D}{D-1} \quad (2.20)$$

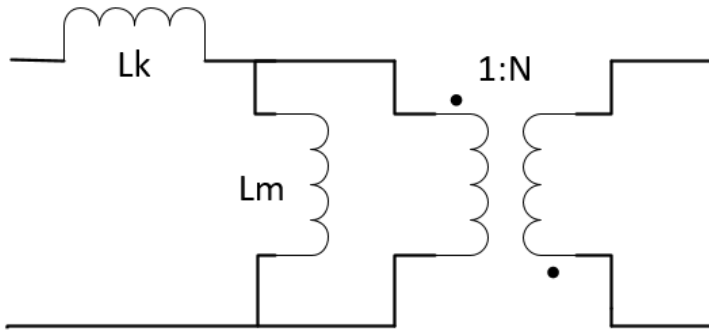
2.5 High Frekuensi Transformer (HFT)

Transformator digunakan untuk menaikkan atau menurunkan level tegangan. Transformator terdiri dari belitan sisi primer dan belitan sisi sekunder [1]. Pada tugas akhir kali ini transformator digunakan untuk menurunkan tegangan baterai 48 Volt menjadi 12 Volt dengan daya 100 Watt untuk suplai *auxiliary components* kendaraan listrik GESITS.

Transformator pada flyback konverter ini bertujuan untuk mengisolasi sisi beban yakni *auxiliary components* dengan sisi sumber yakni baterai. Jika ada gangguan yang terjadi pada sisi *auxiliary components* maka gangguan tersebut tidak akan mempengaruhi baterai karena transformator bekerja dengan prinsip induksi[7]. *High* frekuensi transformator dipilih karena harga yang ekonomis serta memiliki dimensi yang kecil sehingga akan mengurangi volume dari flyback konverter.[8]

2.5.1 Pemodelan Transformator

Transformator merupakan sebuah peralatan yang mengubah suatu level tegangan menjadi level tegangan yang lain. Transformator yang digunakan pada flyback konverter merupakan *couple inductor* yang memiliki polaritas berkebalikan antara sisi primer dan sisi sekunder. *Couple Induktor* ini dapat dimodelkan dengan transformator ideal yang dirangkai secara seri dengan inductor bocor (L_k) serta secara paralel dengan *inductor* magnetisasi (L_m).

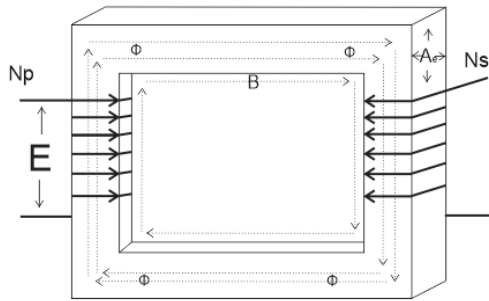


Gambar 2. 11 Pemodelan *couple inductor* dengan polaritas berkebalikan

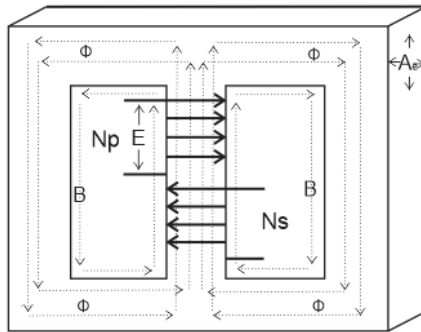
Rasio belitan (N) merupakan perbandingan jumlah belitan sekunder dan belitan primer sesuai dengan persamaan berikut ini.

$$N = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.21)$$

Berdasarkan konstruksinya, transformator dibagi menjadi dua tipe yakni tipe cangkang (*shell type*) dan tipe inti (*core type*). Transformator tipe inti merupakan transformator dimana inti besi dikelilingi belitan sedangkan tipe cangkang, inti besi mengelilingi belitan. Perbedaan konstruksi kedua tipe transformator ini ditunjukkan pada gambar (2.12).



(a)



(b)

Gambar 2. 12 (a) Gambar transformator tipe inti (b) gambar transformator tipe cangkang

Transformator yang digunakan pada tugas akhir ini adalah transformator tipe cangkang (*shell type*). Pada inti besi berbahan feromagnetis (β) dililitkan belitan sebanyak n . Jika ada tegangan (E) dengan frekuensi (f), maka didalam inti besi akan mengalir fluks magnet (\emptyset).

$$E = 4.44 \times f \times n \times \emptyset \quad (2.22)$$

Nilai fluks yang mengalir pada inti transformator merupakan perkalian antara medan magnet dengan luas penampang transformator, sesuai persamaan (2.23).

$$\emptyset = B \cdot A_e \quad (2.23)$$

Substitusi antara persamaan (2.22) dan (2.23) menghasilkan persamaan sebagai berikut :

$$E = 4.44 \times f \times n \times B \times A_e \quad (2.24)$$

Keterangan :

f : Nilai frekuensi

n : Jumlah belitan primer

B : Medan magnet

A_e : Luas inti besi

Hal-hal yang perlu diperhatikan dalam desain dan implementasi transformator flyback konverter yakni jumlah minimal belitan transformator, kondisi saturasi inti transformator, dan besarnya arus maksimal yang melewati belitan transformator. Pada implementasinya rugi-rugi daya pada transformator tidak dapat dihindarkan namun dapat dikurangi dengan pemilihan inti dan teknik pembelitan yang tepat. Nilai induktansi pada transformator merupakan perkalian antara *inductance factor* (A_l) dari suatu bahan inti dengan nilai kuadrat dari jumlah belitan yang digunakan, hal ini sesuai dengan persamaan (2.25).

$$L_m = A_l \times n^2 \quad (2.25)$$

Nilai induktansi ini akan digunakan untuk menghitung nilai fluks yang mengalir pada inti transformator, hal ini menjadi penting dikarenakan setiap jenis inti transformator memiliki nilai fluks maksimal (B_{max}) tertentu. Jika desain melebihi nilai B_{max} tersebut, maka inti transformator akan mengalami kondisi saturasi. Besarnya fluks (B) dapat dihitung dengan persamaan (2.26).

$$\beta_{max} = \frac{L_m \times I_{Lmax}}{A_e \times n} \times 10^5 \quad (2.26)$$

Keterangan :

β_{max} : Kerapatan medan magnet (T)

L_m : Induktansi Magnetisasi

A_e : Luas inti besi (cm^2)

I_{Lmax} : Arus maksimum yang melewati induktor (A)

n : Jumlah belitan

Selanjutnya perlu ditentukan jumlah minimal belitan transformator sesuai dengan persamaan (2.26).

$$n = \frac{E_p}{4.44 \times f \times \beta_{max} \times A_e} \quad (2.27)$$

Keterangan :

n : Jumlah belitan

E_p : Tegangan input transformator (V)

f : Frekuensi (Hz)

Untuk menentukan nilai *inductor magnetisasi* (L_m) yang dibutuhkan untuk flyback konverter maka digunakan persamaan :

$$L_m = \frac{V_{in}}{\Delta I_{tp}} \times T_{on} \quad (2.28)$$

$$T_{on} = \frac{D}{f_s} \quad (2.29)$$

Substitusi persamaan (2.28) dan (2.29) menjadi :

$$L_m = \frac{D \times V_{in}}{(\Delta I_{tp}) \times f_s} \quad (2.30)$$

Keterangan :

L_m : Induktansi Magnetisasi
 D : *Duty Cycle*
 ΔI_{lp} : *Peak to peak ripple current* I_{lp}
 f_s : Frekuensi *switching*
 V_{in} : Nilai tegangan input

Dalam implementasinya rugi-rugi daya pada transformator tidak bisa dihindarkan. Selain nilai induktansi magnetisasi (L_m) akan muncul nilai *leakage inductance* atau induktansi bocor (L_k). Cara mengukur induktansi magnetisasi (L_m) pada implemetasi adalah dengan mengukur nilai induktansi belitan sisi primer dengan kondisi belitan sisi sekunder *open*. Sedangkan mengukur nilai *leakage inductance* dengan mengukur nilai induktansi belitan sisi primer dengan kondisi belitan sisi sekunder *short*.

Pada tahap implementasi dikarenakan pembelitan secara manual dan mempertimbangan ketersediaan jenis core dipasaran, maka dapat menimbulkan *coreloss*. [9] Analisa *coreloss* sebagai berikut. Ditentukan terlebih dahulu nilai *flux variation* yang timbul.

$$\Delta\beta = \frac{L_m \times I_{pk}}{N_p \times A_e} \quad (2.31)$$

Keterangan :

$\Delta\beta$: *Flux variation*
 N_p : Jumlah belitan primer

Nilai *coreloss* didapatkan dengan membagi *flux variation* ($\Delta\beta$) dengan dua.

$$\beta_{loss} = \frac{\Delta\beta}{2} \quad (2.32)$$

Maka didapatkan nilai *flux real* (β_{real}) sebagai berikut.

$$\beta_{real} = \beta_d - \beta_{loss} \quad (2.33)$$

Keterangan :

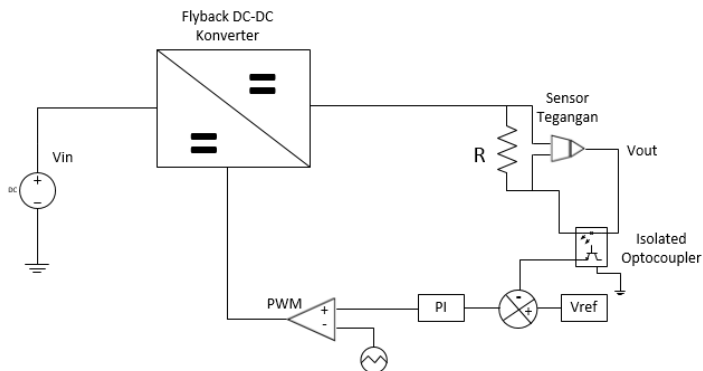
β_{real} : Nilai *flux real*

β_d : Nilai flux dalam datasheet core

β_{loss} : *coreloss*

2.6 Rangkaian Kontrol

Untuk keperluan suplai daya *auxiliary components* sepeda motor GESITS diperlukan nilai tegangan keluaran yang konstan pada *flyback converter* ini. Pada desain kali ini, *flyback converter* digunakan untuk mengubah nilai tegangan, dari tegangan input 48V menjadi tegangan output 12V. Dimana tegangan output ini harus konstan baik karena perubahan nilai tegangan input ataupun karena perubahan beban untuk mendapatkan nilai tegangan output yang konstan ini diperlukan metode kontrol yang baik. PID (*Proportional-Integral-Derivative*) digunakan sebagai kontroler tersebut. PID kontroler bekerja dengan memberikan aksi yakni pengubahan nilai *duty cycle* berdasarkan dari *error* yang didapat dari *feedback* yang diterima. *Error* adalah perbedaan nilai *setpoint* dan nilai *feedback* yang diterima. Pada tugas akhir ini digunakan kontroler PI tanpa menggunakan derivative. *Flyback converter* merupakan jenis dari *isolated converter* sehingga diperlukan *isolated feedback* agar sisi primer dan sisi sekunder tidak terhubung secara elektrik. Diagram block sistem ditunjukkan pada gambar (2.13).



Gambar 2. 13 Diagram Block Sistem Kontrol Tegangan

2.6.1 Kontrol PID

Kontrol PID akan memberikan aksi dengan mengubah nilai *duty cycle* berdasarkan nilai eror yang diperoleh untuk mendapatkan tegangan output yang konstan. Nilai eror ini merupakan selisih antara *setpoint* dan nilai tegangan aktual yang didapatkan dari *feedback*. Persamaan kontrol PID dapat dirumuskan sebagai berikut :

$$mv(t) = K_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (2.34)$$

Dimana :

$mv(t)$: Output dari kontrol PID atau *Manipulated Variable*

K_p : Konstanta proportional

T_i : Konstanta integral

T_d : Konstanta derivative

$e(t)$: error (selisih antara tegangan setpoint dan tegangan aktual)

Persamaan juga dapat ditulis dengan :

$$mv(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t)dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.35)$$

Dengan,

$$K_i = K_p \times \frac{1}{T_i} \text{ dan } K_d = K_p \times T_d$$

Dalam pengoperasiannya untuk mengontrol nilai *duty cycle* untuk mendapatkan nilai tegangan output yang konstan 12V diperlukan pembatas nilai maksimum dan nilai minimum *duty cycle* agar kinerja PID lebih maksimal.

2.6.1.1 Kontrol Proportional

K_p adalah konstanta proportional. K_p hanya berlaku sebagai penguat (gain) saja tanpa memberikan efek dinamik pada kinerja kontroler. Kontrol proportional memiliki kelemahan karena tidak bias

memperbaiki efek dinamik namun pada penggunaan-penggunaan dasar sudah mampu untuk memperbaiki respon transien kontroler.

2.6.1.2 Kontrol Integratif

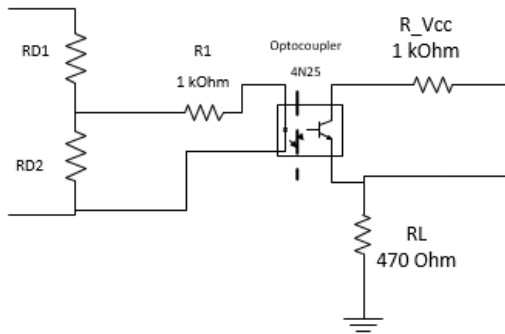
K_i berfungsi untuk menghasilkan respon sistem yang memiliki kesalahan keadaan mantap nol (*error steady state* = 0). Jika kontrol ini tidak memiliki K_i maka tidak mampu menghasilkan keluaran sistem dengan keadaan mantap nol (*error steady state*=0). Keluaran kontrol ini merupakan hasil penjumlahan yang terus menerus dari perubahan masukannya (*feedback*). Jika nilai yang didapat dari *feedback* sesuai dengan nilai *setpoint* maka keluaran dari *control* PID akan menjaga nilai *duty cycle* sesuai dengan sebelum terjadi perubahan nilai *feedback*.

2.6.1.3 Kontrol Derivatif

Keluaran pengontrol differensial memiliki sifat yang sama dengan operasi derivative. Setiap sedikit perubahan nilai *feedback* akan direspon dengan perubahan nilai *duty cycle* yang cepat dan besar. Ketika nilai *feedback* tidak mengalami perubahan dan sesuai dengan nilai tegangan *setpoint* maka keluaran nilai *duty cycle* tidak berubah pula.

2.6.2 Isolated Feedback Optocoupler

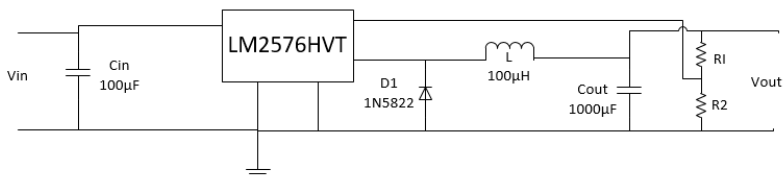
Flyback converter merupakan jenis *isolated converter*, sedangkan pada pengoperasian kontrol PID dibutuhkan *feedback* tegangan sebagai sinyal masukan yang akan dibandingkan dengan nilai tegangan *setpoint*. Sehingga, *feedback* tegangan harus memiliki sifat *isolated* agar sisi *output* tidak berhubungan langsung secara elektrik dengan mikrokontroler dan sisi input. Untuk menjawab hal ini, digunakan optocoupler jenis optocoupler analog dimana memiliki tegangan output optocoupler yang linear dengan tegangan input yang masuk pada optocoupler. Nilai tegangan keluaran dari optocoupler berbanding lurus dengan kuat sinar cahaya yang dihasilkan oleh dioda dalam optocoupler tersebut. Ada beberapa jenis IC yang biasa digunakan dalam aplikasinya, yakni optocoupler 4N25, 4N27 dan 4N35.



Gambar 2. 14 Rangkaian Optocoupler Analog

2.7 Rangkaian Suplai Satu Catu Daya

Untuk keperluan suplai *auxiliary components* motor listrik GESITS diperlukan isolated konverter dimana menggunakan suplai satu catu daya, baik pada flyback konverter itu sendiri, mikrokontroler dan optocoupler yang berada didalamnya. Untuk mengatasi hal tersebut, digunakan IC *simple switcher step-down voltage regulator* LM 2576HVT dimana jenis IC ini mengubah nilai tegangan dari 48V menjadi 10V untuk daya rendah, dimana digunakan untuk suplai mikrokontroler dan optocoupler. Mikrokontroler yang digunakan memiliki *range* tegangan suplai antara 5-12V sedangkan optocoupler FOD3182 memiliki range tegangan dari 8-16V. Untuk suplai optocoupler analog 4N25 digunakan suplai tegangan 5V dari mikrokontroler. Pemodelan rangkaian IC 2576HVT ditunjukkan pada gambar berikut.

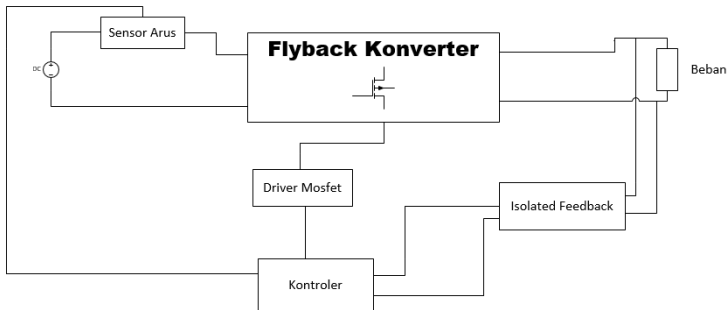


Gambar 2. 15 Pemodelan rangkaian IC LM2576HVT

BAB III

DESAIN, SIMULASI dan IMPLEMENTASI

Dalam bab ini akan dibahas mengenai proses desain, simulasi dan implementasi flyback dc-dc konverter 48-12 Volt 100 Watt untuk *supply auxiliary* kendaraan listrik. Proses desain dilakukan dengan menghitung dan menentukan parameter-parameter komponen yang akan digunakan pada tahap implementasi. Pada tahap selanjutnya, yakni simulasi dilakukan agar dapat memastikan rangkaian yang akan dibuat dapat bekerja sesuai dengan yang diinginkan dan sebagai dasar dalam implementasi alat, simulasi dilakukan dengan *software* PowerSim. Secara umum diagram blok flyback konverter ditunjukkan pada gambar berikut.



Gambar 3. 1 Diagram Blok Flyback Converter

3.1 Desain Flyback Konverter

Proses desain diawali dengan penentuan parameter-parameter komponen yang akan digunakan untuk implementasi flyback konverter. Parameter-parameter ini ditentukan berdasarkan kebutuhan *supply auxiliary* sepeda motor listrik GESITS. Parameter-parameter ini ditunjukkan pada tabel (3.1)

Daya keluaran ditentukan 100 W karena hal ini didasarkan pada datasheet konverter sebelumnya yang dipakai di sepeda motor listrik GESITS varian Beat. Tegangan baterai pada sepeda motor listrik GESITS ini adalah 48 V, ditentukan nilai 46-50V dikarenakan nilai tegangan baterai yang tidak selalu stabil di nilai 48 V. *Auxiliary components* sepeda motor listrik GESITS adalah 12V, maka ditentukan tegangan keluaran

yang konstan 12V baik karena perubahan nilai tegangan input ataupun perubahan beban. Dengan *duty cycle* 50% untuk mendapatkan tegangan output 12V didapatkan dari persamaan (2.12).

$$V_o = \frac{N \times D}{1 - D} \times V_{in}$$

$$V_o = \frac{1/4 \times 0.5}{1 - 0.5} \times 48$$

$$V_o = 12 \text{ V}$$

Tahap selanjutnya adalah menentukan nilai arus input dan arus output, hal ini digunakan untuk menentukan parameter rangkaian. Berdasarkan persamaan (2.14) nilai arus input dapat dicari sebagai berikut.

$$I_{ave} = \frac{P_{in}}{V_{in}}$$

Pada desain simulasi dianggap nilai efisiensi adalah 100%, maka :

$$I_{ave} = \frac{100}{48}$$

$$I_{ave} = 2.08 \text{ A}$$

Dengan persamaan (2.15) didapatkan nilai arus *peak to peak* yakni:

$$I_{ave} = 0.5 \times D \times I_{pk}$$

Dengan *duty cycle* 50% maka :

$$I_{ave} = 0.5 \times 0.5 \times I_{pk}$$

$$I_{ave} = 0.25 \times I_{pk}$$

$$I_{pk} = 4 \times I_{ave}$$

$$I_{pk} = 4 \times 2.08$$

$$I_{pk} = 8.32 \text{ A}$$

Perbandingan rasio belitan menunjukkan perbandingan jumlah belitan primer dan jumlah belitan sekunder yang didapatkan dari persamaan (2.21).

$$N = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} = \frac{V_o}{V_{in}}$$

$$N = \frac{12 \text{ V}}{48 \text{ V}} = \frac{1}{4}$$

Nilai induktansi berdasarkan proses desain didapat dari persamaan (2.30) sebagai berikut :

$$L_m = \frac{D \times V_{in}}{(\Delta I_{lp}) \times f_s}$$

$$L_m = \frac{0.5 \times 48}{8.7 \times 25000}$$

$$L_m = 110 \mu H$$

Tahap selanjutnya menentukan nilai kapasitor output dengan menggunakan persamaan (2.16). Ditentukan pada desain nilai ripple tegangan ($\Delta V_o \%$) adalah 0.4%.

Maka nilai ΔV_o ,

$$\Delta V_o \% = \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100\%$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta V_o \% \times V_o}{100\%}$$

$$\Delta V_o = \frac{0.4}{100} \times 12$$

$$\Delta V_o = 48 \text{ mV}$$

Maka nilai kapasitor output dapat ditentukan dengan persamaan (2.16)

$$C_o = (V_o + \Delta V_o) \times \frac{D}{f_s \times R \times \Delta V_o}$$

$$C_o = (12 + 0.048) \times \frac{0.5}{25000 \times 1.44 \times 0.048}$$

$$C_o = 3486.1 \mu F$$

Pada tahap desain dan simulasi dipilih nilai kapasitor di atasnya, yakni 4700 μF hal ini dikarenakan untuk menyesuaikan ketersediaan komponen dipasaran dan menyesuaikan dengan tahap implementasi. Maka dengan menggunakan kapasitor 4700 μF nilai ripple tegangan sesuai persamaan berikut.

$$C_o = (V_o + \Delta V_o) \times \frac{D}{f_s \times R \times \Delta V_o}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o + \Delta V_o} = \frac{D}{f_s \times R \times C}$$

$$\frac{\Delta V_o}{12 + \Delta V_o} = \frac{0.5}{25000 \times 1.44 \times 4700 \cdot 10^{-6}}$$

$$\frac{\Delta V_o}{12 + \Delta V_o} = 2.95508 \cdot 10^{-3}$$

$$\Delta V_o = 0.03556 V$$

$$\Delta V_o = 35.5 mV$$

$$\Delta V_o \% = \frac{35.5 mV}{12 V} = 0.3\%$$

3.1.1 Penentuan Frekuensi dan *Duty Cycle*

Flyback konverter pada tugas akhir ini menggunakan sinyal PWM dengan frekuensi 25 kHz. Dengan mikrokontroler arduino nano dengan IC ATMEGA328P mudah untuk mengatur nilai *duty cycle* dan nilai frekuensinya. Frekuensi yang digunakan untuk *switching* MOSFET pada flyback konverter ini adalah 25 kHz dan *duty cycle* pada daya 100 W adalah 50%. Dikarenakan flyback konverter pada Tugas Akhir kali ini menggunakan kontrol *closed-loop* untuk mendapatkan nilai tegangan keluaran yang konstan pada berbagai kondisi beban, maka *duty cycle* akan terus berubah sesuai dengan hasil output dari kontroler PID.

3.1.2 Penentuan Parameter Rangkaian

Ada beberapa rangkaian yang digunakan pada flyback konverter untuk sepeda motor listrik GESITS ini, diantaranya adalah rangkaian flyback konverter, rangkaian IC LM2576HVT dan rangkaian *isolated feedback* PID kontroler. Masing-masing parameter komponen untuk berbagai rangkaian diatas harus ditentukan terlebih dahulu agar implementasi alat menghasilkan hasil yang sesuai.

3.1.2.1 Parameter Flyback Konverter

Rangkaian Flyback Konverter pada tugas akhir ini mempunyai tegangan input 46-48 V dan tegangan output 12 V serta digunakan dalam daya 100W. Rangkaian driver mosfet sendiri terdiri dari mikrokontroler arduino nano dan optocoupler FOD3182. Parameter rangkaian dicantumkan pada tabel (3.2)

Tegangan input konverter adalah 46-50 V, hal ini dikarenakan baterai untuk sepeda motor listrik GESITS nilai tegangan tidak konstan pada 48 V, melainkan antara 46-50V. Tegangan keluaran harus konstan 12V dengan menggunakan kontroler PID untuk mengatur *duty cycle* PWM untuk *switching* MOSFET. Parameter MOSFET dibuat ideal sehingga tidak ada rugi daya (*switching loss*) pada penyakelaran dan nilai *peak current* dan *peak voltage* yang diabaikan. Maka untuk mendapatkan tegangan output 12 V. Nilai kapasitor output ditetapkan 4700 μF untuk menghasilkan ripple tegangan output 0.3%. Bentuk gelombang tegangan yang digunakan untuk penyakelaran MOSFET adalah gelombang kotak (*square wave*).

3.1.2.2 Parameter Beban

Parameter beban yang digunakan adalah beban yang bersifat resistif, beban didesain untuk daya 100 W. Beban nantinya akan diubah-ubah sesuai dengan daya yang diinginkan untuk menghitung efisiensi pada setiap kondisi beban. Beban yang berubah digunakan pula untuk memastikan tegangan output dapat konstan 12V dengan kontroler PID.

$$P = \frac{V^2}{R}$$
$$R = \frac{V^2}{P} \quad (3.1)$$

- Untuk $P = 100W$

$$R = \frac{12^2}{100}$$
$$R = \frac{144}{100}$$
$$R = 1.44 \Omega$$

- Untuk $P = 50W$

$$R = \frac{12^2}{50}$$
$$R = \frac{144}{50}$$
$$R = 2.88 \Omega$$

- Untuk $P = 25W$

$$R = \frac{12^2}{25}$$
$$R = \frac{144}{25}$$
$$R = 5.76 \Omega$$

3.1.2.3 Parameter LM2576HVT

Dalam implementasinya, sepeda motor GESITS memiliki satu baterai untuk suplai semua komponen, sehingga flyback konverter dalam tugas akhir kali ini harus bisa disuplai dengan satu catu daya, baik untuk konverternya sendiri, mikrokontroler ataupun optocoupler. Untuk merealisasikan hal ini digunakan IC LM2576HVT. Parameter komponen yang digunakan dalam rangkaian IC LM2576HVT didasarkan dari *application note* dan *datasheet* dari LM2576HVT. Parameter komponen ditunjukkan pada tabel (3.1).

Tabel 3. 1 Parameter Komponen IC LM2576HVT

Komponen	Parameter
Kapasitor Input	100 μ F 100V
Kapasitor Output	220 μ F 50V
Induktor	100 μ H
Dioda	1N5822

3.2 Desain dan Implementasi Transformator

Transformator yang digunakan pada flyback konverter merupakan jenis *couple inductor*. Transformator digunakan untuk mengubah nilai tegangan DC dari 48 V menjadi 12 V. sehingga dibutuhkan perbandingan belitan yang tepat antara belitan sisi primer dan belitan sisi sekunder. Jumlah belitan primer minimal dapat ditentukan dengan menurunkan persamaan (2.24) sehingga diperoleh persamaan (3.2)

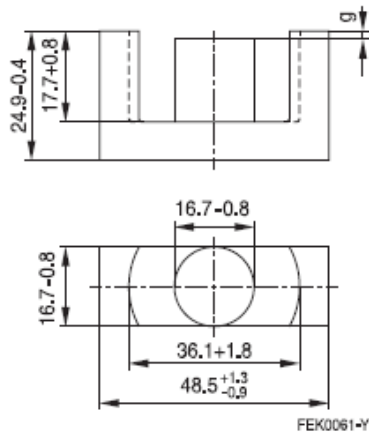
$$N_p = \frac{E_p}{4.44 \times f \times B_{max} \times A_e} \quad (3.2)$$

Keterangan :

E_p : GGL induksi bagian primer (Volt rms)

- f : frekuensi *switching* (Hertz)
- B_{max} : Medan magnet maksimum (Tesla)
- A_c : Luas inti transformer

Frekuensi *switching* yang digunakan adalah 25kHz, sehingga dibutuhkan inti transformator yang mampu bekerja pada frekuensi tinggi. Dalam implementasi alat, digunakan jenis inti ferit ETD49. Spesifikasi, dimensi dan ukuran inti ferit ETD49 ditunjukan pada gambar 3.3 dan tabel 3.2



Gambar 3. 2 Dimensi inti ferit ETD49 [13]

Tabel 3. 2 Spesifikasi ETD 49

Parameter	Nilai
Core Faktor $\sum l/A$	0.54 mm^{-1}
<i>Effective cross-sectional area</i> (A_e)	211 mm^2
<i>Effective magnetic path length</i> (l_e)	114 mm

Parameter	Nilai
A_{min}	209 mm^2
Permeabilitas ungapped (μ_e)	1590
Effective core volume (V_e)	24100 mm^3
Weight	124 g
Magnetic density (B)	200 mT
Inductance Factor (A_l)	3700 nH

Inti besi transformator yang digunakan adalah *ferrite* ETD49 yang memiliki nilai B_{max} 200 mT pada frekuensi 25 kHz dan memiliki nilai luas inti transformer atau *effective cross-sectional area* (A_e) 211 mm^2 . Sehingga jumlah belitan primer minimal dapat ditentukan dengan persamaan (3.2).

$$N_{pmin} = \frac{E_p}{4.44 \times f \times B_{max} \times A_e}$$

$$N_{pmin} = \frac{48}{4.44 \times 25.10^3 \times 0.3 \times 211.10^{-6}}$$

$$N_{pmin} = 6.8 \approx 7 \text{ turn}$$

Nilai B_{max} digunakan 300 mT pada perhitungan dikarenakan apabila menggunakan nilai 200 mT maka pada kondisi *full load* transformator akan mendekati nilai saturasinya.

Perbandingan jumlah belitan atau rasio belitan (N) ditentukan dengan persamaan (2.21).

$$V_o = N \times V_s$$

$$N = \frac{12}{48}$$

$$N = \frac{1}{4}$$

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{1}{4}$$

Dari persamaan diatas maka dapat diketahui perbandingan belitan sekunder dan primer, dikarenakan nilai belitan minimal diketahui 7 *turn* dari persamaan (3.2) maka ditentukan nilai belitan primer dan sekunder adalah :

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{4}{12}$$

Pemilihan jumlah belitan primer 12 *turn* dikarenakan apabila jumlah belitan primer sedikit maka nilai induktansi belitan primer menjadi sangat rendah sehingga nilai resistansi belitan sangat dominan dan dapat menyebabkan rugi-rugi yang sangat besar. Setelah menentukan nilai belitan pada transformator maka selanjutnya adalah menentukan jenis kawat *email* yang akan digunakan. Pemilihan kawat *email* yang tepat sangatlah penting dikarenakan belitan pada sisi primer harus mampu mengalirkan nilai arus yang ditetapkan, begitu pula belitan di sisi sekunder harus mampu mengalirkan arus sesuai dengan yang telah ditentukan. Selain kaitannya dengan kuat hantar arus yang perlu diperhatikan juga adalah kaitannya menghantar arus dengan frekuensi yang telah ditetapkan. Pada tugas akhir ini ditentukan nilai frekuensi switching adalah 25 kHz. Apabila terjadi kesalahan pada pemilihan kawat *email* dapat merusak belitan ketika transformator beroperasi.

Pada bagian primer, tegangan masukan adalah 46-50 V dan daya output adalah 100 Watt dengan asumsi efisiensi 75%, maka nilai daya input. Nilai arus primer dapat ditentukan sebagai berikut.

Pada implementasi dianggap nilai efisiensi adalah 75%, maka :

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \eta$$

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta}$$

$$P_{in} = \frac{100}{0.70}$$

$$P_{in} = 142.85 \text{ W} \approx 150 \text{ W}$$

Maka nilai arus primer tahap implementasi berdasarkan persamaan (2.14) adalah

$$I_{ave} = \frac{P_{in}}{V_{in_minimum}}$$

$$I_{ave} = \frac{150}{46}$$

$$I_{ave} = 3.26 \text{ A}$$

Dengan persamaan (2.15) didapatkan nilai arus *peak to peak* yakni:

$$I_{ave} = 0.5 \times D \times I_{pk}$$

Dengan *duty cycle* 50% maka :

$$I_{ave} = 0.5 \times 0.5 \times I_{pk}$$

$$I_{ave} = 0.25 \times I_{pk}$$

$$I_{pk} = 4 \times I_{ave}$$

$$I_{pk} = 4 \times 3.26$$

$$I_{pk} = 13.04 \text{ A}$$

Belitan primer harus mampu menghantarkan arus sebesar 3.26 A. Pada implementasi digunakan tabel AWG kawat email untuk menentukan diameter kawat *email* yang akan digunakan serta jumlah *stranded* kawat *email* yang digunakan agar mampu menghantarkan arus sesuai yang telah ditetapkan dan mampu menghantarkan arus pada frekuensi *switching* 25 kHz. Dipilih kawat AWG dengan diameter 0.5 mm yang mampu bekerja dengan frekuensi hingga 68 kHz namun hanya

memiliki kekuatan hantar arus sebesar 0.577 A. Maka dilakukan *stranded* kawat *email* agar mampu menghantarkan arus senilai 3.26 A. Untuk mampu menghantarkan arus tersebut maka diperlukan kawat *email* dengan diameter 1.29 mm. Maka jumlah *stranded* :

$$\text{Jumlah stranded kawat email} = \frac{1.29 \text{ mm}}{0.5 \text{ mm}}$$

$$\text{Jumlah stranded kawat email} = 2.58 \approx 3 \text{ kawat}$$

Untuk alasan keamanan jumlah *stranded* belitan primer dibuat menjadi 5 kawat sehingga dapat menghantarkan arus hingga 7.4 A. Setelah desain belitan sisi primer, maka selanjutnya adalah desain belitan sisi sekunder. Sama dengan belitan sisi primer, terlebih dahulu harus menentukan nilai arus yang mengalir pada belitan sisi sekunder. Dengan persamaan :

$$I_s = \frac{P}{V_{out}} \quad (3.3)$$

$$I_s = \frac{100}{12}$$

$$I_s = 8.33 \text{ A}$$

Maka dapat ditentukan jumlah *stranded* kawat *email* sesuai dengan tabel kemampuan hantar arus kawat AWG. Dipilih kawat *email* dengan diameter 0.5 mm. Maka untuk dapat menghantarkan arus sebesar 8.33 A diperlukan kawat *email* dengan diameter 2.05 mm. Maka jumlah *stranded* dapat ditentukan dengan persamaan :

$$\text{Jumlah stranded kawat email} = \frac{2.05 \text{ mm}}{0.5 \text{ mm}}$$

$$\text{Jumlah stranded kawat email} = 4.1 \approx 5 \text{ kawat}$$

Untuk alasan keamanan maka jumlah *stranded* kawat sekunder dibuat menjadi 7 kawat sehingga dapat menghantarkan arus hingga 15 A. Tabel kawat *email* AWG dapat dilihat pada lampiran.

Parameter transformator yang digunakan pada tugas akhir kali ini ditunjukkan pada tabel (3.3).

Tabel 3. 3 Parameter Transformator

Parameter	Nilai
Tegangan masukan (DC)	48 V
Tegangan keluaran (DC)	12 V
Daya	100 W
<i>Induktansi Magnetisasi (L_m)</i>	114 μ H
Jumlah belitan primer	12
Jumlah belitan sekunder	4
Diameter kawat <i>email</i>	0.5 mm
Jumlah <i>stranded</i> kawat primer	3
Jumlah <i>stranded</i> kawat sekunder	5
Frekuensi	25 kHz
Jenis Inti	ETD 49

Nilai induktansi yang dihasilkan pada proses winding transformer dapat dicari dengan persamaan (2.25).

$$L_m = A_l \times n^2$$

$$L_m = 3700 \times 12^2$$

$$L_m = 532.8 \mu H$$

Besarnya nilai fluks yang mengalir pada inti besi transformator dapat dihitung dengan persamaan (2.26) sebagai berikut.

$$\beta_{max} = \frac{L_m \times I_{Lmax}}{A_e \times N} \times 10^5$$

$$\beta_{max} = \frac{532.8 \times 10^{-6} \times 3.26}{2.11 \times 12} \times 10^7$$

$$\beta_{max} = 685.99 \text{ mT}$$

Dari hasil perhitungan dapat diketahui bahwa besarnya nilai fluks yang mengalir pada inti transformator melebihi batas β_{max} dalam datasheet ETD 49 yakni 200 mT, apabila diimplementasikan maka transformator akan mengalami saturasi. Sedangkan berdasarkan desain nilai *inductor magnetisasi* (L_m) adalah

$$L_m = \frac{D \times V_{in}}{(\Delta I_{lp}) \times f_s}$$

$$L_m = \frac{0.5 \times 48}{8.7 \times 25000}$$

$$L_m = 110 \mu H$$

Maka untuk mengatasi permasalahan ini maka menggunakan celah udara (*air gap*) pada inti ferite ETD 49. Untuk menentukan nilai *gap*, maka dibutuhkan perhitungan untuk menentukan permeabilitas efek dengan persamaan berikut :

$$\mu_i = \frac{\mu_e}{1 + \frac{I_g \times \mu_e}{I_e}}$$

$$\mu_i = \frac{1590}{1 + \frac{I_g \times 1590}{114}}$$

$$\mu_i = \frac{181260}{114 + I_g \cdot 1590} \quad (3.4)$$

Dari perhitungan didapatkan persamaan (3.4). I_g merupakan *gap* yang terdapat pada inti induktor. Untuk menentukan nilai I_g agar inti tidak mengalami saturasi menggunakan persamaan berikut.

$$L = \frac{0.4 \times \pi \times N^2 \times A_e \times 10^{-6}}{I_g + \frac{I_e}{\mu_i}}$$

$$532.8 \times 10^{-6} = \frac{0.4 \times \pi \times 12^2 \times 211 \times 10^{-6}}{I_g + \frac{114}{\mu_i}}$$

$$I_g + \frac{114}{\mu_i} = 71.66 \quad (3.5)$$

Substitusi persamaan (3.4) dan persamaan (3.5) sesuai perhitungan berikut.

$$I_g + \frac{114}{\frac{181260}{114 + I_g \cdot 1590}} = 71.66$$

$$I_g = 1.9 \text{ mm}$$

Setelah penambahan celah udara nilai (L_m) yang semula $532.8 \mu H$ menjadi $114 \mu H$, maka nilai *inductor magnetisasi* (L_m) implementasi sudah mendekati desain, sehingga nilai β_{max} menjadi sebagai berikut.

$$\beta_{max} = \frac{L_m \times I_{Lmax}}{A_e \times n} \times 10^5$$

$$\beta_{max} = \frac{114 \times 10^{-6} \times 3.26}{2.11 \times 12} \times 10^7$$

$$\beta_{max} = 146.77 \text{ mT}$$

Maka nilai β_{max} tidak melebihi nilai dalam datasheet ETD 49 yakni 200 mT, sehingga transformator tidak mencapai nilai saturasi dalam implementasinya.

Selain penentuan rasio belitan transformator dan diameter kawat *email* yang digunakan perlu diperhatikan juga teknik pembelitan transformator agar rugi daya yang dihasilkan rendah. Belitan kawat pada transformator tipe cangkang dibuat secara selang-seling antara belitan

primer dan belitan sekunder, hal ini bertujuan untuk mengurangi rugi inti dengan mengurangi nilai mmf (*magnetomotive force*). Lapisan belitan paling dalam merupakan belitan primer, setelah belitan primer maka ada isolasi. Lapisan berikutnya adalah belitan sekunder yang kemudian dilapisi dengan isolasi khusus sekaligus digunakan agar inti transformator tidak mudah bergerak.

3.3 Parameter Rangkaian Flyback Konverter

Berdasarkan perhitungan hasil desain, maka didapatkan parameter-parameter rangkaian yang akan diimplementasikan pada tugas akhir kali ini. Tabel (3.4) menunjukan parameter rangkaian hasil perhitungan.

Tabel 3. 4 Parameter Rangkaian Flyback Konverter

Parameter	Nilai
Tegangan masukan	46-50 V
Tegangan keluaran	12 V
Daya	100 W
Beban	1.44 Ohm
Ripple Tegangan	0.3%
Kapasitor Output	4700 uF
Rasio Belitan Transformator	4:1
<i>inductor magnetisasi (L_m)</i>	114 μH
Frekuensi	25 kHz
Teknik switching	<i>Square Wave</i>

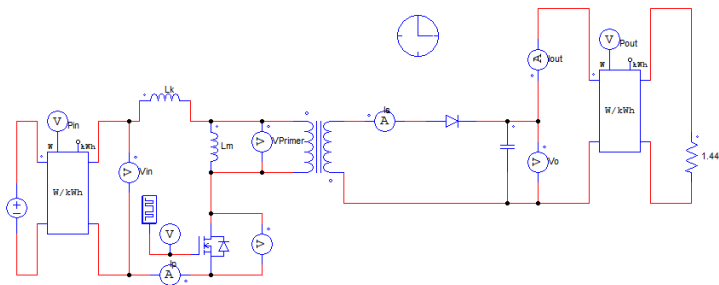
3.4 Desain dan Simulasi Flyback Konverter

Flyback konverter pada tugas akhir ini menggunakan tegangan input baterai GESITS dengan nilai tegangan 48V namun tidak selalu konstan pada 48V, sehingga nilai tegangan input pada simulasi digunakan 46-50 V. Flyback konverter ini harus mampu mempertahankan nilai tegangan output 12V untuk *supply auxiliary* sepeda motor listrik GESITS. Maka dari itu tegangan output harus konstan baik terjadi perubahan nilai pada tegangan input ataupun perubahan beban. Untuk mendapatkan nilai tegangan output yang konstan digunakan kontroler PID yang bertugas untuk mengatur nilai *duty cycle* berdasarkan nilai *error* yang diterima. Simulasi flyback konverter pada tugas akhir kali ini menggunakan software PowerSim

Simulasi dan pengujian implementasi flyback konverter akan dilakukan dalam kondisi statis dan dinamis. Kondisi statis adalah keadaan dimana tidak terjadi perubahan tegangan input maupun perubahan nilai beban serta untuk mengetahui nilai ripple tegangan (ΔV_{co}). Analisis kondisi dinamis untuk mengetahui respon tegangan output terhadap perubahan tegangan input dan perubahan beban. PID kontroler digunakan untuk mendapatkan tegangan output yang konstan seperti dijelaskan sebelumnya.

3.5 Simulasi Flyback Konverter Kondisi Statis

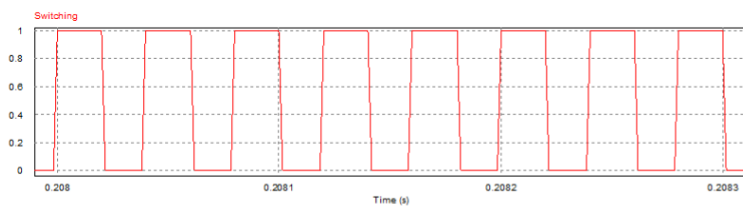
Simulasi dilakukan dengan menggunakan nilai parameter komponen yang telah ditetapkan sebelumnya. Komponen pada simulasi merupakan komponen ideal dengan efisiensi 100%. Simulasi rangkaian flyback konverter ditunjukkan dengan skema rangkaian sesuai gambar (3.3).



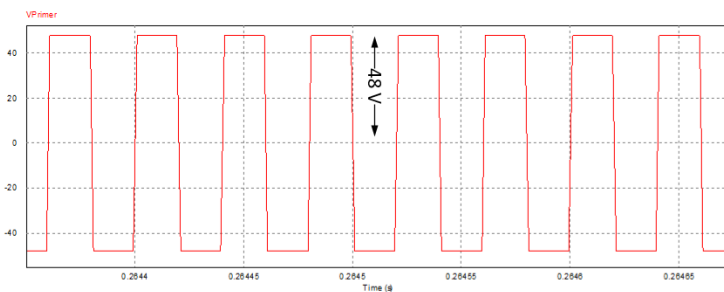
Gambar 3. 3 Skema simulasi rangkaian flyback konverter kondisi statis

Hasil simulasi ditunjukkan pada gambar sebagai berikut :

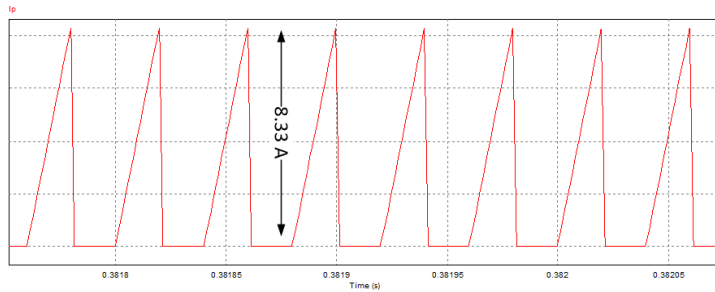
Pada simulasi menggunakan *duty cycle* 50% ditunjukkan pada gambar (3.4).



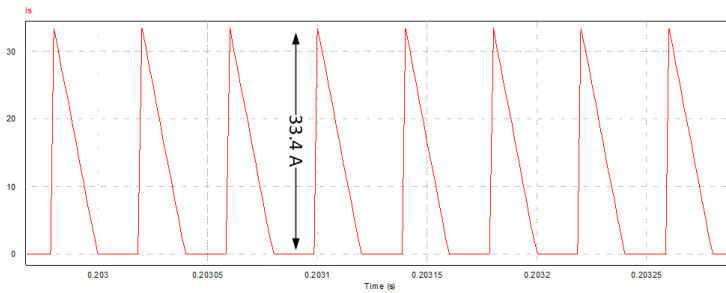
Gambar 3. 4 Sinyal *switching*



Gambar 3. 5 Tegangan sisi primer

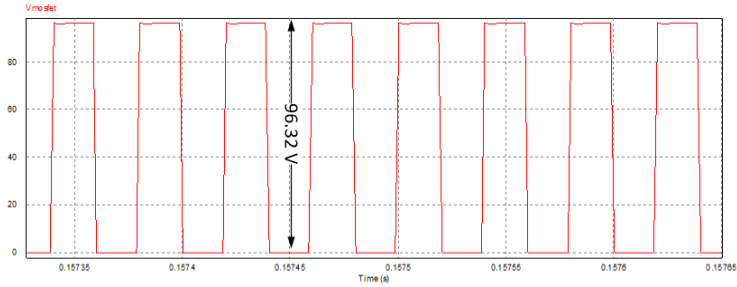


Gambar 3. 6 Arus Primer Transformator



Gambar 3. 7 Arus Sekunder Transformator

Dari hasil simulasi dapat diketahui bahwa sistem beroperasi dengan mode operasi DCM yang ditunjukkan pada gambar (3.6). Nilai *peak to peak* arus primer pada simulasi menunjukkan nilai 8.33 A, dimana hal ini sudah mendekati nilai perhitungan *peak to peak* arus primer pada efisiensi 100% yakni 8.32 A, perhitungan efisiensi 100% ini tersedia pada subbab 3.1



Gambar 3. 8 Gelombang *switch* MOSFET

Dikarenakan pada simulasi memakai nilai komponen ideal maka tidak timbul *spike voltage* pada tegangan *switch* (V_{DS}) MOSFET. Nilai (V_{DS}) ini dapat dihitung dengan persamaan sebagai berikut.

$$V_{DS-peak} = \left[I_P \left(\sqrt{\frac{L_m}{(C_p + C_o)}} \right) \right] + V_{IN} + \frac{V_{out}}{N} \quad (3.6)$$

Keterangan :

$V_{DS-peak}$: Tegangan maksimal V_{DS}

I_P : Arus primer

L_m : Induktansi Magnetisasi

C_p : *Primary winding capacitance*

C_o : Kapasitor Output

V_{IN} : Tegangan Input

V_{out} : Tegangan Output

N : Rasio antara belitan sekunder dan primer

Maka,

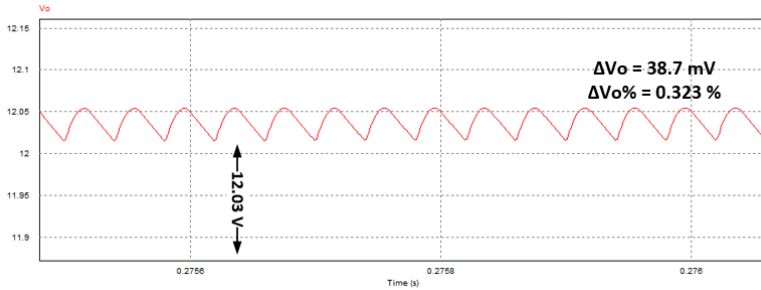
$$V_{DS-peak} = \left[2.08 \left(\sqrt{\frac{114 \cdot 10^{-6}}{(40 \cdot 10^{-9} + 4700 \cdot 10^{-6})}} \right) \right] + 48 + \frac{12}{0.25}$$

$$V_{DS-peak} = 96.32 \text{ V}$$

Nilai *spike* tegangan switch MOSFET (V_{DS}) menunjukkan nilai yang sama antara simulasi dan hasil perhitungan, yakni 96.32 V

Namun nilai *spike* tegangan switch MOSFET (V_{DS}) akan berbeda diimplementasi, hal ini dikarenakan ketidakidealan komponen sehingga gelombang tegangan *switch* pada MOSFET menunjukkan nilai *spike* tegangan yang sangat tinggi, hal ini dikarenakan ketika MOSFET dalam keadaan *off state*, arus masih tersimpan pada belitan primer transformator sehingga electron bergerak menuju kearah yang berlawanan dengan arah arus dan menimbulkan beda potensial sesaat yang sangat tinggi. Nilai *spike voltage* ini berbanding lurus dengan kenaikan nilai *Leakage Inductance* (Lk). [10] Hal ini sangat penting karena dapat menimbulkan kerusakan pada MOSFET dikarenakan pada implementasi, MOSFET memiliki nilai ketahanan terhadap *spike* tegangan tertentu. Hal ini akan diperjelas pada subbab 4.1.

Untuk tegangan output dan arus output ditunjukkan pada gambar berikut :



Gambar 3. 9 Tegangan output

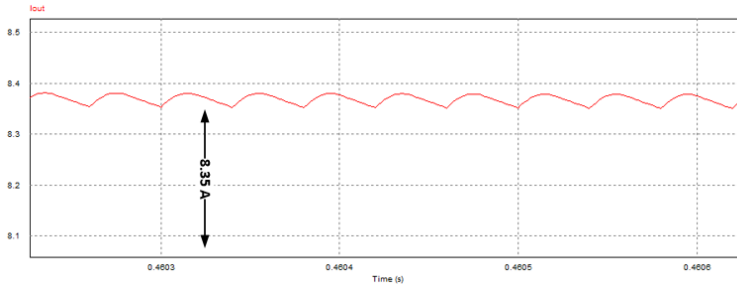
Dari hasil simulasi dapat diketahui bahwa tegangan dapat tercapai 12 V dan ripple tegangan ($\Delta V_o\%$) yang timbul sesuai dengan perhitungan berikut.

$$\Delta V_o \% = \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100\%$$

$$\Delta V_o \% = \frac{38.782 \text{ mV}}{12 \text{ V}} \times 100\%$$

$$\Delta V_o \% = 0.323\%$$

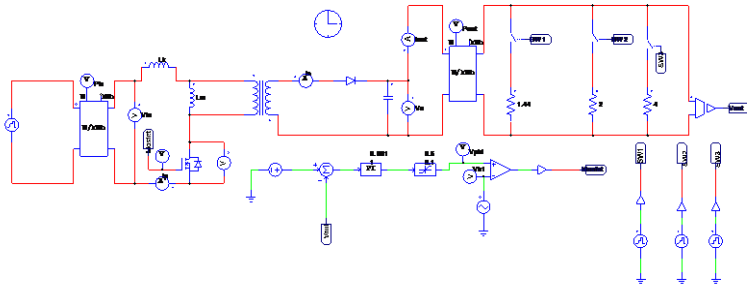
Sehingga nilai ripple tegangan output dalam tahap simulasi sudah mendekati nilai ripple tegangan output pada desain yakni 0.3%.



Gambar 3. 10 Arus Output

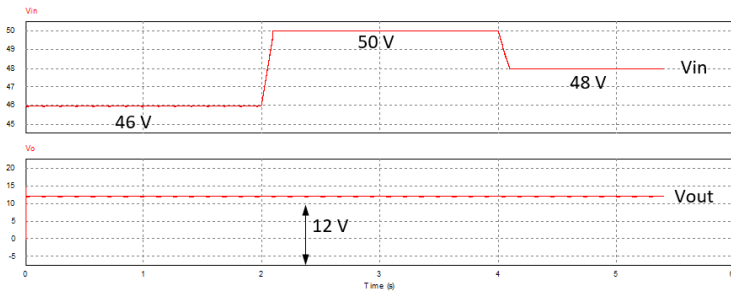
3.6 Simulasi Flyback Konverter Kondisi Dinamis

Flyback konverter pada tugas akhir ini menggunakan tegangan input baterai GESITS dengan nilai tegangan 48V namun tidak selalu konstan pada 48V, sehingga nilai tegangan input pada simulasi digunakan 46-50 V. Flyback konverter ini harus mampu mempertahankan nilai tegangan output 12V untuk *supply auxiliary* sepeda motor listrik GESITS. Maka dari itu tegangan output harus konstan baik terjadi perubahan nilai pada tegangan input ataupun perubahan beban. Untuk mendapatkan nilai tegangan output yang konstan digunakan kontroler PID yang bertugas untuk mengatur nilai *duty cycle* berdasarkan nilai *error* yang diterima. Gambar rangkaian simulasi *closed-loop* flyback konverter ditunjukkan pada gambar berikut :

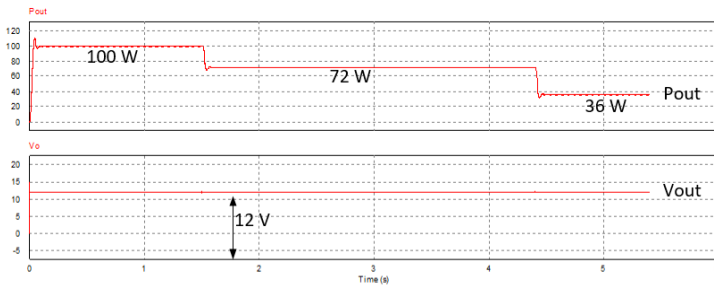


Gambar 3. 11 Rangkaian Simulasi *Closed-loop*

Berikut hasil simulasi dengan perubahan nilai tegangan input dan perubahan beban.



Gambar 3. 12 Perubahan tegangan input

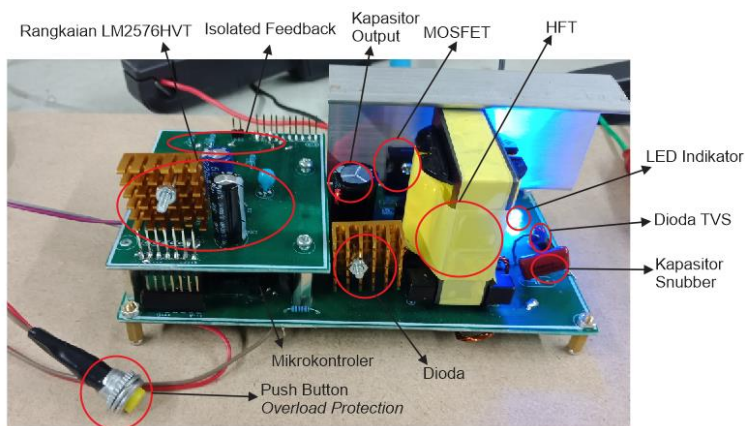


Gambar 3. 13 Perubahan daya yang diakibatkan karena perubahan beban

Hasil simulasi *closed-loop* flyback konverter dengan menggunakan kontroler PID menunjukkan tegangan *output* yang konstan pada 12 V baik dipengaruhi oleh perubahan tegangan input ataupun perubahan beban. Kontroler PID menggunakan konstanta $P=1$, $I=1/0.001$ dan $D=0$.

3.7 Implementasi Flyback Konverter

Pada subbab ini akan dibahas mengenai komponen-komponen yang akan digunakan pada implementasi flyback konverter dengan didasarkan desain yang telah dilakukan serta mempertimbangkan komponen yang ada dipasaran. Perancangan implementasi dapat dikelompokkan menjadi beberapa bagian, yakni rangkaian IC LM2576HVT, flyback konverter, high frekuensi transformator dan *isolated feedback*. Implementasi flyback konverter ditunjukan pada gambar berikut.



Gambar 3. 14 Gambar Alat

Perbedaan antara desain dan implementasi adalah komponen yang digunakan. Pada desain semua komponen dianggap ideal, artinya tidak memiliki rugi-rugi daya serta tidak memiliki batas pada rating parameter tertentu. Sedangkan pada tahap implementasi setiap komponen dapat menimbulkan rugi-rugi daya serta setiap komponen memiliki ketahanan terhadap suatu parameter tertentu. Berikut adalah beberapa komponen yang digunakan pada tahap implementasi.

3.7.1 IC LM2576HVT

LM2576HVT merupakan *simple switcher stepdown regulator*. IC ini dapat mengubah dari tegangan masukan maksimal 57V menjadi tegangan 10V yang digunakan sebagai suplai mikrokontroler dan optocoupler FOD3128. Agar rangkaian ini dapat bekerja sesuai yang diinginkan dibutuhkan komponen lain sesuai pada gambar (2.14). IC dan komponen-komponen pendukungnya dapat ditemukan dengan mudah dipasaran.

3.7.2 Saklar Semikonduktor dan Optocoupler

Komponen saklar semikonduktor yang dipakai pada tugas akhir ini adalah MOSFET. Setiap MOSFET memiliki batas tegangan dan arus yang berbeda pada setiap jenisnya. Pada implementasi dan desain ditunjukkan bahwa terjadi spike tegangan V_{ds} dan spike arus *switch* yang cukup besar. Maka dari itu dipertimbangkan pemilihan MOSFET sesuai dengan nilai spike tersebut serta tersedia di pasaran. Pada percobaan akan digunakan MOSFET IRFP460. Pada IRFP 460 memiliki ketahanan *spike* tegangan V_{ds} hingga 500V dan ketahanan arus 13A. Nilai efisiensi MOSFET dipengaruhi oleh waktu *Reverse Recovery Time* (T_{rr}) dimana IRFP460 memiliki nilai 560nS.

Selain saklar semikonduktor, dibutuhkan optocoupler sebagai *drive switching* MOSFET. Pada implementasi kali ini dipilih optocoupler FOD3182 yang memiliki kemampuan bekerja dengan frekuensi maksimal 250kHz.

3.7.3 Dioda

Pada desain dan simulasi digunakan dioda ideal, namun pada implementasi alat perlu diperhatikan pemilihan dioda terkait dengan tegangan, arus dan frekuensi maksimal. Dipilih dioda jenis *ultrafast recovery diode* RURG 3060 yang memiliki ketahanan arus hingga 30A dan tegangan 600V serta $t_{rr} = 60 \text{ nS}$.

3.7.4 Kapasitor Snubber dan Dioda TVS

Rangkaian snubber dapat menekan kondisi *spike* tegangan yang tidak diinginkan. Tanpa penekanan tersebut *spike* tegangan akan dapat

melebihi tegangan maksimal MOSFET dan kerusakan pada MOSFET tidak bisa dihindari. Namun penggunaan kapasitor snubber menimbulkan rugi-rugi daya dan dapat menurunkan nilai efisiensi dari flyback konverter.[11]

Rangkaian snubber (C_s) ditambahkan untuk mengurangi *spike* tegangan pada MOSFET, yang diakibatkan kebocoran induktansi pada transformator.[12] Untuk menentukan nilai parameter (C_s) pada rangkaian snubber, didapat dari persamaan :

$$C = \frac{I_{sw} \times t_f}{2V_f} \quad (3.7)$$

Dimana arus *switch* yang digunakan adalah 3.6 A (efisiensi 62%). Besar nilai *fall time* (t_f) IRFP460 adalah 58nS. Maka didapatkan nilai (C_s) sebesar :

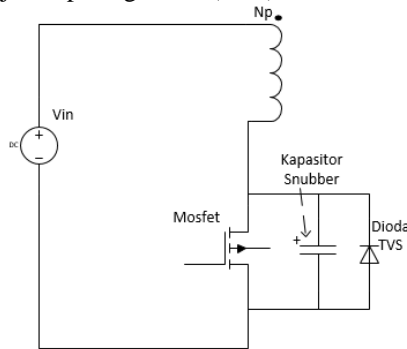
$$C = \frac{3.6 \times 58 \times 10^{-9}}{2 \times 10}$$

$$C = 10.5 \text{ nS}$$

Menyesuaikan dengan komponen yang ada di pasaran, maka dipilih kapasitor dengan nilai diatasnya, yakni 22 nF.

Dioda TVS atau *Transient Voltage Suppressor Diode* adalah dioda proteksi yang digunakan untuk melindungi rangkaian tegangan transien atau *overvoltage* seperti EFT (*electrically fast transien*) dan ESD (*electro-static discharge*). Dioda TVS adalah peralatan *silicon avalanche* yang dipilih karena memiliki kemampuan *fast response time* (*low clamping voltage*), *lower capacitance* dan *low leakage current*. Dioda TVS memiliki jenis konfigurasi *uni-directional* (*uni-polar*) dan *bi-directional* (*bi-polar*). Pada tugas akhir ini dipilih jenis *uni-directional* untuk melindungi MOSFET. Pemilihan dioda TVS melihat beberapa parameter, yakni *Peak Pulse Current* (I_{pp}) dan *maximum clamping voltage* (VC max). Dipilih dioda TVS dengan jenis 1.5KE250A dimana memiliki *Peak Pulse Current* (I_{pp}) 4.4 A dan *maximum clamping voltage* (VC max) 344 V. Sehingga jika terjadi *spike* tegangan yang dapat merusak MOSFET maka yang akan rusak terlebih dahulu adalah dioda TVS tersebut, maka MOSFET dapat terlindungi baik dari *spike* tegangan

ataupun karena *Peak Pulse Current*. Pemasangan kapasitor snubber dan dioda TVS ditunjukkan pada gambar (3.15)



Gambar 3. 15 Rangkaian kapasitor snubber dan dioda TVS

3.7.5 Isolated Feedback Optocoupler

Prinsip kerja dari optocoupler adalah arus kolektor dapat mengalir menuju emitter hanya jika terdapat arus basis. Cahaya LED akan jatuh pada area basis sehingga arus basis dapat dibangkitkan. Salah satu parameter yang penting dalam optocoupler adalah CTR (*Curent Transformer Ratio*). CTR sering dinilai kurang dari 1 dan ditulis dalam persen, misalnya CTR 40%, berarti jika input arus 10mA, maka outputnya 4mA. Besarnya nilai CTR tergantung dari penguatan transistor, tegangan suplai ke transistor serta suhu lingkungan.

Ada dua fungsi optocoupler yakni sebagai saklar (*switch*) dan penguat (*amplifier*). Saklar identik dengan mode digital, sedangkan penguatan identik dengan mode analog. Pada tugas akhir ini digunakan optocoupler sebagai *isolated feedback* untuk kontroler PID. Sehingga dipilih IC optocoupler dengan mode analog, yakni IC 4n25. Pada mode analog optocoupler dibuat beroperasi diantara saturasi dan *cut off*.

3.8 Desain dan Implementasi *Overload Protection*

Overload protection diterapkan pada flyback konverter dikarenakan flyback konverter memiliki kemampuan maksimal dalam menghantarkan daya. Hal ini dikarenakan karena keterbatasan kemampuan MOSFET dalam menahan *spike voltage* pada tegangan di kaki *drain-source* (V_{DS}) dan keterbatasan kemampuan belitan transformer dalam menghantarkan arus. Prinsip kerja *overload protection* pada flyback konverter ini adalah dengan *Latching Current*. Sensor arus akan membaca nilai arus input, selanjutnya mikrokontroler akan membatasi arus maksimal yang dapat dihantarkan, apabila arus input melebihi nilai arus maksimal yang telah ditetapkan pada mikrokontroler maka *Pulse Width Modulation* (PWM) akan *off* dan MOSFET tidak dapat *switching*, maka flyback konverter dalam keadaan mati dan tidak dapat menghantarkan daya. Flyback konverter akan kembali aktif apabila operator menekan *push button* yang tersedia. Apabila daya output masih dalam keadaan *overload* maka flyback konverter kembali *off* namun apabila operator sudah menurunkan beban hingga dibawah beban maksimum maka flyback konverter dapat bekerja secara normal kembali. Untuk mengetahui apakah flyback konverter dalam keadaan normal atau *overload* maka disediakan LED indikator. LED warna biru akan menyala jika flyback konverter bekerja normal namun LED warna merah akan menyala jika flyback konverter berada dalam kondisi *overload*.

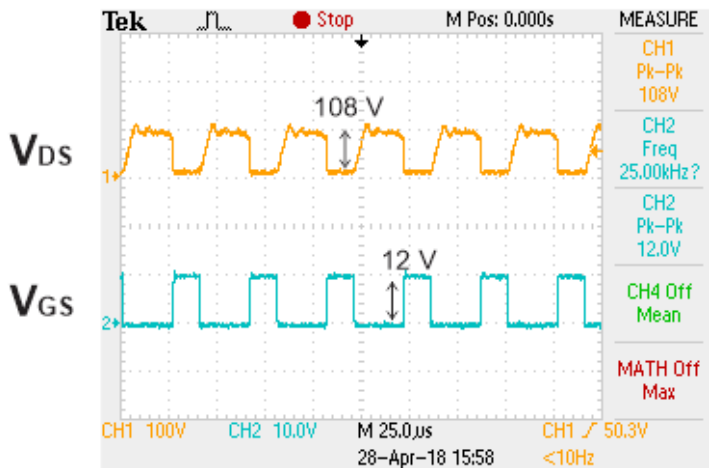
BAB IV

HASIL IMPLEMENTASI DAN ANALISIS

Pada bab ini akan dibahas mengenai pengujian dan analisis data hasil pengujian flyback konverter. Pengujian flyback konverter pada tugas akhir ini diantaranya, pengujian sinyal *Pulse Width Modulation* (PWM) dan pensaklaran, pengujian flyback dengan jenis mosfet berbeda dan pengujian *Overload Protection*. Pengujian pensaklaran akan membandingkan beberapa jenis pengujian, diantaranya pengujian pensaklaran tanpa snubber dan dioda TVS, pensaklaran dengan snubber, pensaklaran dengan dioda TVS dan pensaklaran dengan snubber dan dioda TVS. Pengujian flyback konverter dengan jenis mosfet IRFP460. Untuk pengujian *Overload Protection* akan dibahas mengenai *Latching Current*. Peralatan pengujian yang digunakan berbasis skala laboratorium. Sumber DC yang digunakan adalah sumber DC variable yang dirangkai secara seri dengan arus maksimal 5 A. Beban yang digunakan adalah beban resistif dan beban lampu DC dengan spesifikasi daya 88 W. Pada tahap implementasi daya yang digunakan 88 W, bukanlah 100 W dikarenakan nilai *spike voltage* dan keterbatasan kemampuan mosfet yang akan dibahas pada subbab (4.1) dan pada *overload protection* digunakan daya maksimal 80 W. Untuk mengamati berbagai bentuk gelombang digunakan osiloskop yang ada di laboratorium konversi energi.

4.1 Pengujian Sinyal PWM dan Pensaklaran

Pengujian sinyal PWM dan pensaklaran bertujuan untuk mengetahui kesesuaian sinyal dengan desain yang dibuat. Frekuensi yang digunakan adalah 25kHz. Pengujian ini diamati pada kaki mosfet *gate-source* untuk mengetahui sinyal PWM dan *drain-source* untuk mengetahui sinyal pensaklaran mosfet.



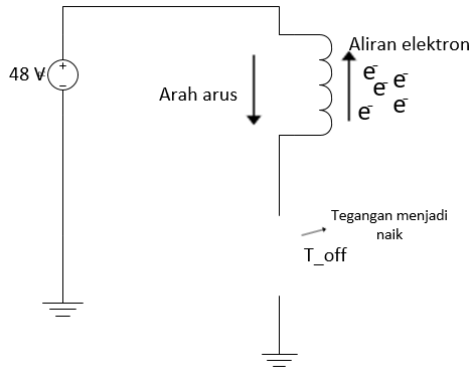
Gambar 4. 1 Bentuk Gelombang Pensaklaran

Frekuensi pada implementasi terlihat 25 kHz, hal ini sudah sesuai desain yakni 25 kHz. Nilai *duty cycle* akan terus berubah tergantung dengan perubahan beban untuk mendapatkan tegangan konstan 12 V. Perubahan *duty cycle* ini sesuai dengan *error* yang diterima oleh kontrol PID.

Dari gambar 4.1 menunjukkan bentuk sinyal pada bagian tegangan *gate-source* (V_{GS}) dan tegangan *drain-source* (V_{DS}). Pada saat V_{GS} aktif (T_{on}) maka tegangan V_{DS} akan bernilai nol (*low*). Pada kondisi ini mosfet dalam kondisi konduksi atau *close* sehingga arus mengalir pada *drain-source*. Pada saat V_{GS} tidak aktif (T_{off}) maka tegangan V_{DS} dalam kondisi *high*. Pada kondisi ini mosfet dalam kondisi *open*. Sehingga tidak ada arus yang mengalir antara *drain-source*. Pengujian yang dilakukan sudah mendekati dengan desain dan simulasi.

Gambar 4.1 adalah kondisi sinyal PWM dan sinyal pensaklaran tanpa beban, pada saat kondisi berbeban sinyal pensaklaran akan menghasilkan *spike voltage* yang sangat tinggi, hal ini dikarenakan pada saat MOSFET dalam kondisi T_{off} , arus yang ada dalam transformator yang merupakan komponen induktif tidak bisa langsung mengalir melewati transformator dikarenakan sifat induktif transformator,

sehingga dalam keadaan arus yang masih tersimpan dalam transformator, *electron* akan bergerak melawan arah arus dan akhirnya menyebabkan kenaikan beda potensial yang sangat besar pada MOSFET, maka akan muncul spike tegangan yang sangat tinggi sesuai gambar (4.2) berikut.

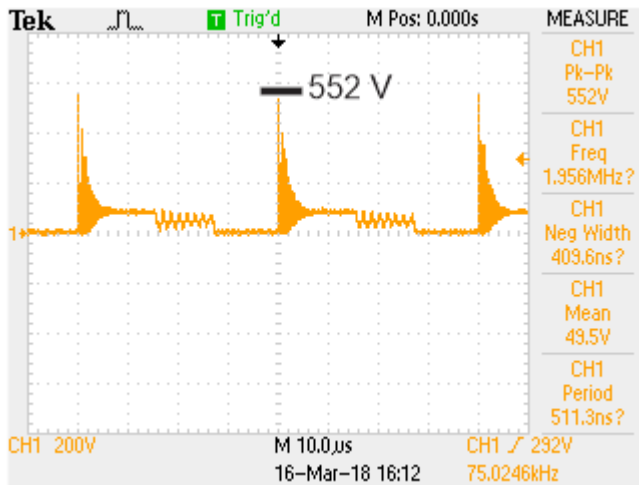


Gambar 4. 2 Proses terjadi *spike voltage*

Proses timbulnya *spike voltage* ditunjukkan pada gambar 4.2. *Spike voltage* ini sangat berbahaya dikarenakan MOSFET memiliki kemampuan untuk menahan *spike voltage* dengan nilai tertentu. Sehingga dibutuhkan kapasitor snubber dan dioda TVS untuk mengatasi hal tersebut. Pada saat kondisi tanpa kapasitor snubber dan dioda TVS, flyback konverter hanya mampu beroperasi dengan daya output 60W, hal ini dikarenakan *spike voltage* tersebut. Jika dipaksakan beroperasi dengan daya lebih tinggi maka MOSFET akan terbakar. Namun, jika ditambahkan dengan kapasitor snubber dan dioda TVS, daya output akan meningkat hingga 88 W.

4.1.1 .Pengujian Pensaklaran Tanpa Snubber dan Dioda TVS

Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui nilai *spike voltage* pada V_{DS} yang dapat merusak mosfet. Sinyal tegangan V_{DS} ditunjukkan pada gambar berikut.

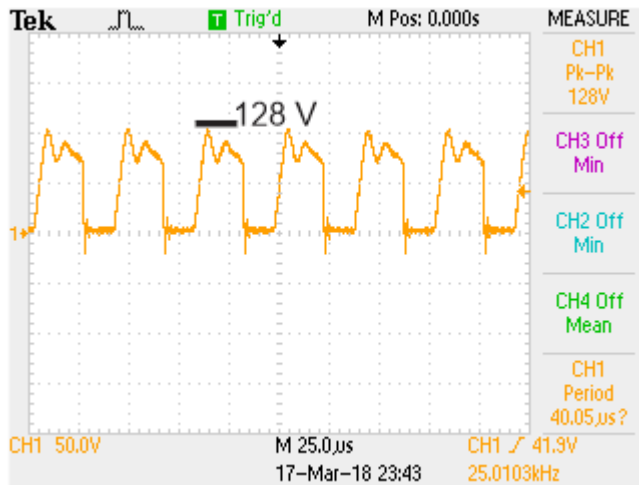


Gambar 4. 3 Sinyal tegangan V_{DS} tanpa kapasitor snubber dan dioda TVS

Pada gambar 4.3 dapat diketahui bahwa *spike voltage* sinyal tegangan V_{DS} mencapai 552 V pada daya 49 W dan *spike voltage* akan naik seiring dengan kenaikan beban. *Spike voltage* ini dapat merusak mosfet dikarenakan mosfet yang tersedia dipasaran yakni IRFP460 hanya mampu menahan tegangan hingga 500V. Sehingga diperlukan kapasitor snubber dan dioda TVS untuk mengurangi *spike voltage* yang timbul dan melindungi dari kerusakan mosfet.

4.1.2 Pengujian Pensaklaran dengan Kapasitor Snubber

Kapasitor snubber dapat digunakan untuk menekan *spike voltage* yang timbul. Kapasitor snubber dipasang secara parallel dengan kaki *drain-source* pada MOSFET. Pada gambar 4.4 ditunjukkan sinyal tegangan V_{DS} setelah penambahan kapasitor snubber.

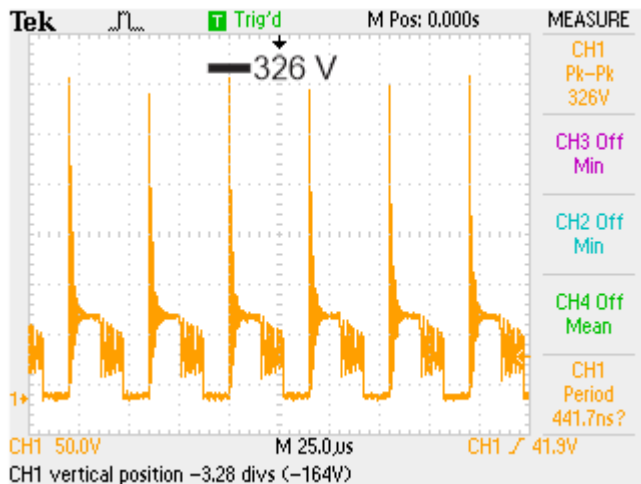


Gambar 4. 4 Sinyal Tegangan V_{DS} dengan Kapasitor Snubber

Dari gambar 4.4 dapat diketahui bahwa kapasitor snubber dapat menekan *spike voltage* pada sinyal tegangan V_{DS} . Sehingga daya output dapat meningkat menjadi 80 W. Sinyal tegangan V_{DS} ini dapat ditekan pada nilai 120-140 V, namun kapasitor snubber dapat mengurangi nilai efisiensi flyback konverter, hal ini dibahas pada subbab 4.1.5. Sehingga ketika efisiensi buruk maka nilai daya input juga akan semakin besar seiring dengan penambahan daya output. Semakin tinggi nilai daya input maka semakin besar *peak to peak* arus *switching* yang timbul, sehingga apabila nilai *peak to peak* arus tersebut melebihi kemampuan MOSFET maka MOSFET dapat rusak, sehingga dibutuhkan dioda TVS untuk melindungi kerusakan MOSFET tersebut.

4.1.3 Pengujian Pensakleran dengan Dioda TVS

Dioda TVS atau *Transient Voltage Suppressor Diode* adalah dioda proteksi yang digunakan untuk melindungi rangkaian tegangan transien atau *overvoltage* seperti EFT (*electrically fast transien*) dan ESD (*electro-static discharge*). Pemasangan dioda TVS ini secara parallel dengan kaki MOSFET *drain-source*. Dioda ini dapat menekan nilai *spike voltage* sinyal tegangan *drain-source* MOSFET selain itu penggunaan dioda ini dapat melindungi MOSFET terhadap kerusakan yang ditimbulkan oleh *spike tegangan*. *Spike voltage* akan naik seiring dengan kenaikan beban. Dioda ini memiliki batas *clamping voltage* tertentu. Sehingga ketika *spike voltage* melebihi nilai *clamping voltage* dioda TVS maka dioda TVS akan rusak terlebih dahulu dan mosfet akan terlindungi. Pada tugas akhir ini digunakan dioda TVS 1.5KE300A yang memiliki kemampuan *clamping voltage* 414 V untuk melindungi mosfet IRFP460. Pada gambar 4.5 ditunjukkan sinyal tegangan V_{DS} setelah penggunaan dioda TVS.



Gambar 4. 5 Sinyal tegangan V_{DS} dengan dioda TVS

Gambar 4.5 menunjukkan sinyal tegangan V_{DS} pada kondisi daya 50 W. Dapat diketahui dari gambar 4.5 bahwa dioda TVS mampu menekan *spike voltage* yang timbul pada kaki *drain-source*, namun *spike voltage* tersebut akan naik seiring dengan kenaikan beban. Dengan penggunaan dioda TVS dapat meningkatkan daya output dari flyback konverter, dimana sebelum penggunaan dioda TVS hanya mampu mencapai daya 60 W namun setelah penggunaan dioda TVS mampu mengeluarkan daya output 75 W. Apabila daya output melebihi 75 W maka dioda TVS akan rusak. Hal ini dikarenakan ketika daya 75 W, tegangan *drain-source* (V_{DS}) bernilai 400 V sehingga sudah mendekati nilai *clamping voltage* maksimal dari dioda TVS 1.5KE300A. Untuk nilai daya dan efisiensi yang dihasilkan dari flyback konverter dengan penggunaan dioda TVS ini ditunjukkan pada tabel (4.1).

Tabel 4. 1 Efisiensi flyback konverter dengan dioda TVS

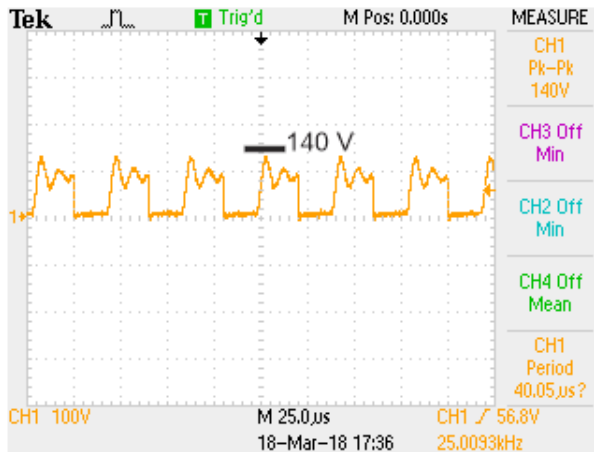
Daya Input	Daya Output	Efisiensi
31.20	24	76.92
43.20	35.64	82.50
60	46.46	77.44
72	56.40	78.33
86.40	64.49	74.64
103.68	75	72.33
86.40	65.4	75.69
72	59.02	81.97
63.36	50.52	79.73

Daya Input	Daya Output	Efisiensi
48.96	37.92	77.45
30.72	24.75	80.57

Dari tabel 4.1 dapat diketahui bahwa efisiensi dari flyback konverter akan turun seiring dengan kenaikan daya output. Selanjutnya pada subbab 4.1.5 akan dibahas mengenai perbandingan efisiensi flyback konverter dengan dioda TVS dan snubber kapasitor.

4.1.4 Pengujian Pensaklaran dengan Kapasitor Snubber dan Dioda TVS

Pengujian ini bertujuan untuk meningkatkan kemampuan flyback konverter dalam menghasilkan daya output. Selain dioda TVS yang dapat digunakan untuk menekan *spike voltage* dan melindungi MOSFET dari kerusakan, dioda TVS yang digunakan adalah 1.5KE250A yang memiliki kemampuan clamping voltage 313V dan arus maksimum 4.4 A. Selain penggunaan dioda TVS, kapasitor snubber juga dapat digunakan untuk menekan *spike voltage* yang timbul pada kaki *drain-source* MOSFET. Kapasitor snubber dipasang secara parallel dengan kaki *drain-source* dari flyback konverter. Gambar sinyal tegangan V_{DS} dengan penambahan kapasitor snubber dan dioda TVS ditunjukkan gambar 4.6.



Gambar 4. 6 Sinyal tegangan V_{DS} dengan dioda TVS dan kapasitor snubber

Dari gambar 4.6 dapat diketahui bahwa kapasitor snubber dapat menekan nilai *spike voltage* yang timbul. Dengan penggunaan kapasitor snubber dan dioda TVS ini daya output yang dihasilkan oleh flyback konverter mencapai 86 W. Sinyal tegangan V_{DS} bernilai konstan 140 V, namun ketika daya ditingkatkan melebihi 86 W maka tegangan V_{DS} akan meningkat secara drastis dan kapasitor serta dioda TVS rusak. Hal ini karena keterbatasan kemampuan dari kapasitor snubber tersebut. Penggunaan kapasitor snubber menimbulkan rugi-rugi daya dan dapat menurunkan efisiensi dari flyback konverter. Pada tabel (4.2) ditunjukkan nilai daya dan efisiensi flyback konverter dengan penggunaan dioda TVS dan kapasitor snubber.

Tabel 4. 2 Daya dan efisiensi flyback konverter dengan dioda TVS dan kapasitor snubber

Daya Input	Daya Output	Efisiensi
48	25.2	52.5
62.4	35.09	56.24

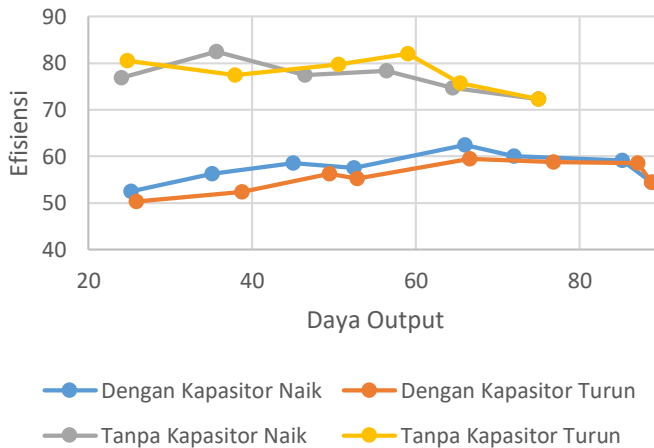
Daya Input	Daya Output	Efisiensi
76.8	45	58.59
91.2	52.44	57.5
105.6	66	62.5
120	72	60
144	85.2	59.16
163.2	88.8	54.41
148.8	87.12	58.54
130.56	76.8	58.82
111.84	66.55	59.50
95.52	52.8	55.27
87.84	49.44	56.38
73.92	38.72	52.38
51.36	25.864	50.35

Dari tabel 4.2 dapat diketahui bahwa penggunaan kapasitor snubber dapat menurunkan efisiensi flyback konverter, namun penggunaan kapasitor snubber dapat menekan nilai *spike voltage* pada kaki *drain-source* MOSFET. Dioda TVS 1.5KE250A dipilih dikarenakan nilai *spike voltage* sudah relatif konstan teredam diangka 140 V oleh

kapasitor snubber dan dioda TVS 1.5KE250A memiliki kemampuan arus maksimal 4.4 A serta tegangan V_{DS} maksimal 313 V.

4.1.5 Perbandingan Efisiensi Dengan dan Tanpa Kapasitor Snubber

Seperti yang dijelaskan pada subbab 3.7.4 bahwa kapasitor snubber dapat menurunkan efisiensi dari flyback konverter. Pada subbab ini akan dibahas analisa perbandingan daya dan efisiensi pada dua kondisi tersebut. Gambar (4.7) menunjukkan grafik daya output vs efisiensi flyback konverter tanpa kapasitor snubber dan grafik daya output vs efisiensi flyback konverter dengan menggunakan kapasitor snubber.



Gambar 4. 7 Grafik efisiensi vs daya output flyback konverter

Dari gambar 4.7 dapat diketahui bahwa ketika flyback konverter tidak menggunakan kapasitor snubber daya output maksimal yang dapat dicapai adalah 75 W dan ketika menggunakan kapasitor snubber flyback konverter mampu menghasilkan daya output hingga 88 W. Selanjutnya analisa mengenai nilai efisiensi, nilai efisiensi ini sangat dipengaruhi oleh jenis komponen yang dipakai, ketidakidealan komponen yang digunakan sangat berpengaruh terhadap nilai efisiensi yang dihasilkan. Jika dilihat

dari nilai efisiensi flyback konverter yang tidak menggunakan kapasitor snubber memiliki nilai efisiensi rata-rata 78% namun ketika menggunakan kapasitor snubber nilai efisiensi rata-rata hanya 57.3%. Sehingga penggunaan kapasitor snubber dapat meningkatkan daya output yang dihasilkan dikarenakan kapasitor snubber mampu menekan *spike voltage* di kaki *drain-source* MOSFET (V_{DS}) (gambar 4.6) sehingga MOSFET bekerja dibawah nilai rating maksimum tegangan V_{DS} . Namun kapasitor snubber memiliki pengaruh yang besar terhadap rugi-rugi daya yang dihasilkan sehingga dapat menurunkan nilai efisiensi.

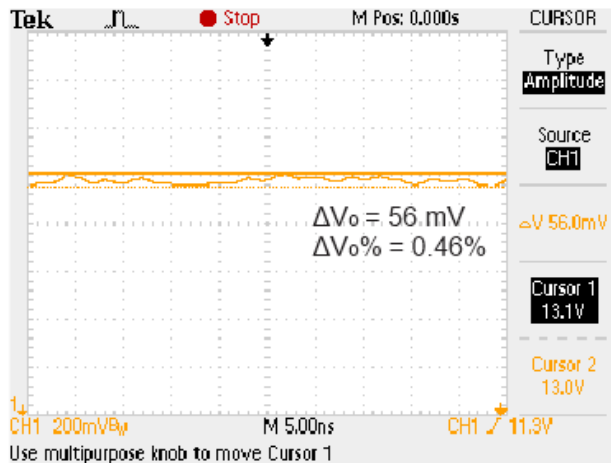
4.2 Pengujian Flyback Konverter

Pengujian flyback konverter pada tugas akhir kali ini dilakukan dengan menerapkan kapasitor snubber dan dioda TVS, hal ini dikarenakan penggunaan kapasitor snubber dapat menekan nilai *spike voltage* pada kaki *drain-source* MOSFET. Dioda TVS 1.5KE250A dipilih dikarenakan nilai *spike voltage* sudah relative konstan teredam diangka 140 V oleh kapasitor snubber dan dioda TVS 1.5KE250A memiliki kemampuan arus maksimal 4.4 A serta tegangan V_{DS} maksimal 313 V. Seperti dilihat pada gambar (4.8) bahwa pada saat daya maksimal 88 W, nilai *peak to peak* arus switching atau arus sisi primer adalah 12.4 A, sedangkan nilai rata-rata arus yang terbaca adalah 4.2 A. MOSFET IRFP460 memiliki ketahanan arus maksimal pada suhu diatas 25 °C adalah 13 A. Sehingga dioda TVS 1.5KE250A dipilih untuk melindungi MOSFET dari kerusakan, apabila nilai arus melebihi batas maksimum dioda TVS maka dioda TVS akan rusak dan MOSFET dalam keadaan aman. Maka dari itu digunakan kapasitor snubber dan dioda TVS 1.5KE250A secara bersamaan.

Flyback pada tugas akhir kali ini merupakan isolated konverter yang akan diterapkan di sepeda motor listrik GESITS. Pada sepeda motor listrik GESITS menggunakan baterai 48 V, sehingga tegangan input adalah 48 V dan mempunyai tegangan output konstan 12 V. Untuk menjaga tegangan output tetap konstan 12 V maka digunakan kontroler PID seperti yang dijelaskan pada subbab 2.6. Pengujian akan dilakukan pada dua kondisi, yakni pada kondisi statis dan dinamis.

4.2.1 Pengujian Kondisi Statis

Pengujian kondisi statis adalah pengujian dimana tidak terjadi perubahan tegangan input dan juga tidak terjadi perubahan beban. Pengujian berikut adalah mengenai nilai ripple tegangan yang timbul. Gambar (4.8) menunjukkan gambar hasil osiloskop tegangan output.



Gambar 4. 8 Ripple tegangan output

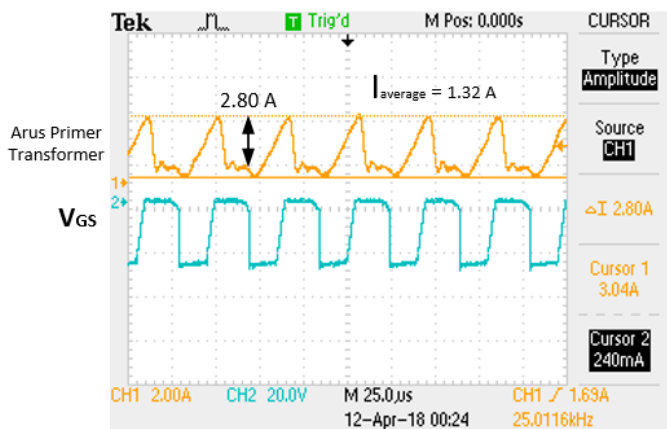
Nilai ripple tegangan output (ΔV_o) yang dihasilkan pada tahap implementasi berdasarkan perhitungan berikut.

$$\Delta V_o = \frac{56 \text{ mV}}{12 \text{ V}} \times 100\%$$

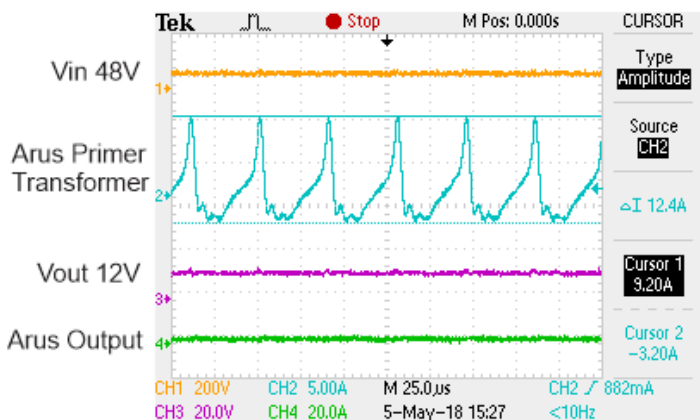
$$\Delta V_o \% = 0.46\%$$

Dari perhitungan diatas dapat diketahui bahwa nilai ripple tegangan output hasil implementasi sudah mendekati dengan nilai ripple tegangan output hasil desain yakni 0.3%

Berikut adalah hasil osiloskop pengujian flyback konverter kondisi statis, pengambilan gambar osiloskop dilakukan pada kondisi daya output maksimal, yakni 88 W.



Gambar 4. 9 Kondisi arus input tidak saturasi



Gambar 4. 10 Tegangan dan arus input (kondisi saturasi) serta output kondisi statis

Gambar 4.9 menunjukkan arus input dan sinyal pensaklaran V_{GS} pada kondisi daya output 35 Watt. Pada kondisi daya rendah ini terlihat arus input pada kaki transformator tidak mengalami kondisi saturasi namun pada gambar 4.10 menunjukkan kondisi saturasi arus input transformator,

hal ini dikarenakan susahnya mendapatkan inti transformer yang memiliki kemampuan kerapatan medan magnet (β_{max}) yang tinggi dan juga diakibatkan oleh *coreloss* yang timbul dikarenakan pembelitan secara manual dan mempertimbangkan ketersediaan core dipasaran. Dari persamaan (2.31) didapatkan nilai *flux variation* sebagai berikut.

$$\Delta\beta = \frac{L_m \times I_{pk}}{N_p \times A_e}$$

$$\Delta\beta = \frac{114\mu H \times 3.26A}{12 \times 211mm^2}$$

$$\Delta\beta = 146.77 mT$$

Nilai *coreloss* didapatkan sebagai berikut.

$$\beta_{loss} = \frac{\Delta\beta}{2}$$

$$\beta_{loss} = \frac{146.77 mT}{2}$$

$$\beta_{loss} = 73.38 mT$$

Maka nilai β_{real} adalah

$$\beta_{real} = \beta_d - \beta_{loss}$$

$$\beta_{real} = 200 mT - 73.38 mT = 126.62 mT$$

Dikarenakan pada tahap desain nilai β_{max} adalah 146.77 mT maka indikasi saturasi dapat muncul pada saat daya maksimal.

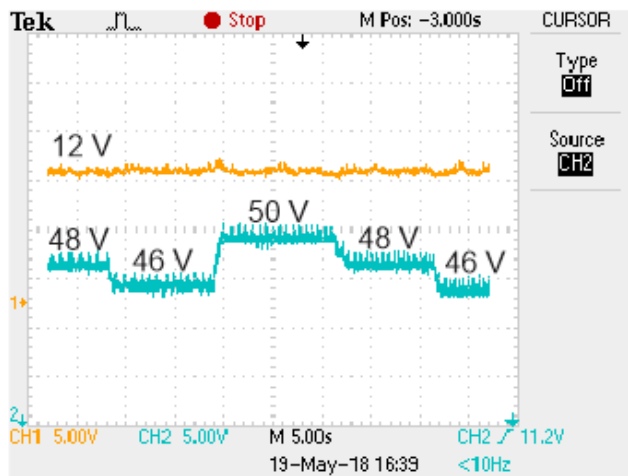
Dikarenakan transformator terdapat indikasi saturasi dan nilai *spike voltage* (V_{DS}) yang sangat tinggi yang telah dijelaskan sebelumnya, jika dilihat dari gambar osiloskop 4.10, nilai *peak-to-peak* arus primer transformer adalah 12.4 A, nilai arus ini akan melewati MOSFET, sedangkan batas nilai arus maksimum yang mampu ditahan MOSFET IRFP460 adalah 13 A, maka dengan keterbatasan komponen tersebut, flyback konverter ini tidak dapat mencapai daya 100 W yang direncanakan sebelumnya, namun daya maksimal yang dapat dicapai adalah 88 W pada saat kondisi penggunaan dioda TVS 1.5KE250A dan kapasitor snubber 22nF.

Seperti yang sudah dijelaskan pada beberapa pengujian sebelumnya, bahwa pemilihan MOSFET sangatlah penting terkait dengan kemampuan MOSFET dalam menahan *spike voltage* yang timbul dan nilai efisiensi. Setiap MOSFET memiliki *Reverse Recovery Time* (T_{rr})

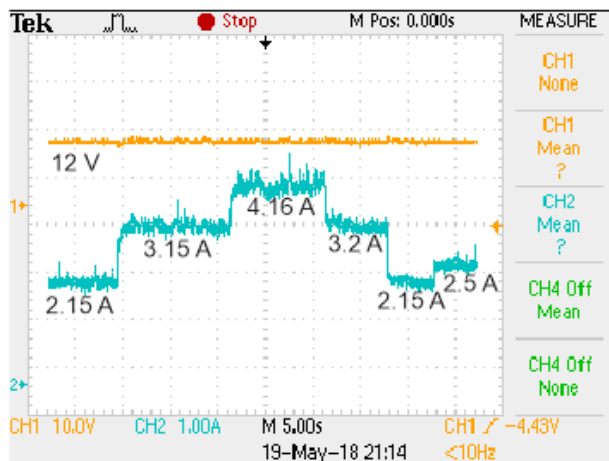
yang berbeda-beda. MOSFET yang digunakan pada tugas akhir ini adalah jenis MOSFET elektronika daya yang tersedia dipasaran, MOSFET yang dipakai adalah IRFP460.

4.2.2 Pengujian Kondisi Dinamis

Tujuan pengujian kondisi dinamis adalah untuk mengetahui kemampuan kontroler PID pada flyback konverter untuk mempertahankan tegangan output konstan 12V, baik dipengaruhi oleh perubahan tegangan input maupun perubahan beban. Gambar (4.10) merupakan hasil osiloskop pengujian flyback konverter ketika terjadi perubahan tegangan input dan gambar (4.11) menunjukkan hasil osiloskop pengujian flyback konverter ketika terjadi perubahan beban.



Gambar 4. 11 Pengujian tegangan input dinamis



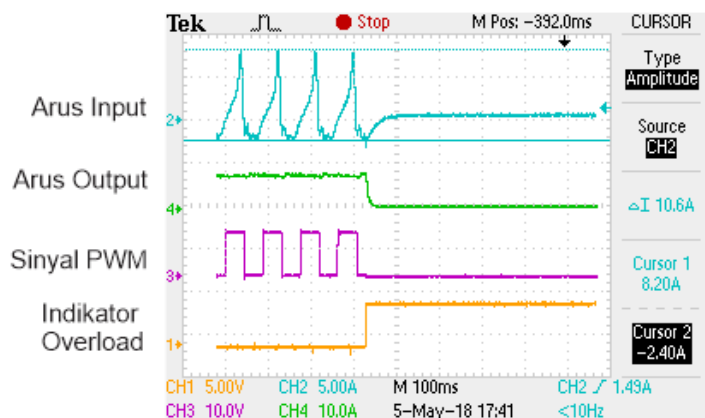
Gambar 4. 12 Pengujian beban dinamis

Dari gambar (4.11) dan gambar (4.12) dapat diketahui bahwa tegangan output flyback konverter dapat dijaga konstan 12 V dengan kontroler PID baik dipengaruhi oleh perubahan tegangan input maupun dipengaruhi oleh perubahan beban. Hal ini sudah sesuai dengan desain dan simulasi flyback konverter pada tugas akhir kali ini.

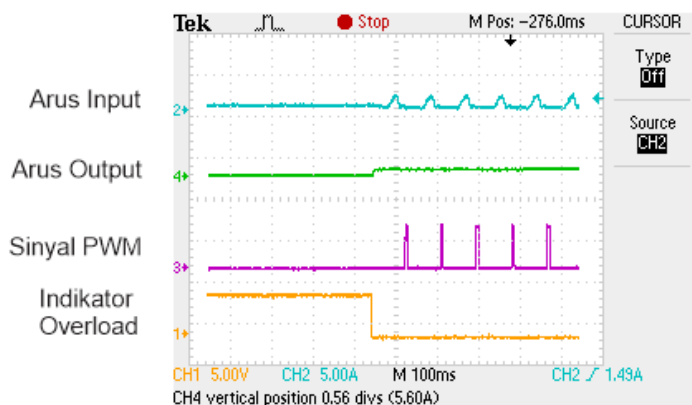
4.3 Pengujian *Overload Protection*

Overload protection diterapkan pada flyback konverter pada tugas akhir kali ini dikarenakan flyback konverter ini memiliki kemampuan maksimum dalam menghantarkan daya, hal tersebut dikarenakan keterbatasan kemampuan dari MOSFET dan kemampuan maksimal belitan transformer dalam menghantarkan arus. Prinsip kerja *overload protection* ini adalah dengan menggunakan *Latching Current* yakni sensor arus akan membaca nilai arus pada sisi input, lalu mikrokontroler akan membatasi nilai arus tersebut, apabila nilai arus melebihi nilai yang telah ditetapkan maka *Pulse Width Modulation* (PWM) akan berhenti dan MOSFET dalam kondisi *OFF*. PWM akan kembali aktif jika operator menekan *push button* yang tersedia, apabila beban belum dikurangi maka konverter ini akan kembali dalam keadaan

OFF, namun apabila beban sudah dikurangi maka flyback konverter ini akan bekerja normal dikarenakan PWM sudah kembali aktif dan MOSFET kembali *switching*. Gambar (4.13) adalah kondisi ketika flyback konverter mengalami *overload* dan gambar (4.14) adalah kondisi ketika flyback konverter kembali dinyalakan dengan menekan *push button* yang tersedia.



Gambar 4. 13 *Overload Protection*



Gambar 4. 14 Flyback konverter *turn on* setelah *Overload*

Dari gambar 4.13 diketahui bahwa *Overload Protection* pada flyback konverter bekerja dengan baik. Pada *overload protection* tersebut ditetapkan daya output maksimal 80 W. Sehingga jika beban diatas nilai tersebut maka *overload protection* akan bekerja. Pada gambar 4.14 dapat diketahui bahwa flyback konverter dapat bekerja normal kembali setelah operator menekan *push button* yang tersedia. Agar dapat mengetahui kondisi *overload* dan kondisi normal, maka flyback konverter ini dilengkapi *indicator LED*. Dimana warna biru akan menyala ketika flyback konverter bekerja secara normal namun jika terjadi *overload*, maka *overload protection* akan bekerja dan LED warna merah akan menyala.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB V

KESIMPULAN DAN SARAN

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan hasil simulasi dan implementasi flyback konverter 48-12 V 100 W dapat diambil kesimpulan sebagai berikut :

1. Simulasi dan implementasi flyback konverter mampu menurunkan tegangan dari tegangan input 48 V menjadi tegangan output 12 V.
2. Kontroler PID dapat menjaga tegangan output konstan 12 V baik terdapat gangguan tegangan input maupun perubahan beban.
3. Implementasi flyback konverter harus mempertimbangkan nilai *spike voltage* pada kaki *drain-source* MOSFET (V_{DS}), dikarenakan ketidakidealan komponen maka *spike voltage* dapat naik sangat tinggi seiring dengan kenaikan daya dan setiap MOSFET memiliki ketahanan terhadap *spike voltage* tertentu. Maka dari itu, flyback konverter kali ini mencapai daya maksimal 88 W.
4. Dioda TVS mampu menahan *spike voltage* yang timbul dan dapat menghindarkan MOSFET dari kerusakan, namun dioda TVS memiliki kemampuan maksimal *clamping voltage* dan maksimal arus tertentu.
5. Pemakaian kapasitor snubber dapat menahan *spike voltage* pada kaki *drain-source* MOSFET (V_{DS}) yang timbul, namun dapat mengurangi efisiensi, sehingga menyebabkan *peak to peak* arus input yang besar, hal ini juga dapat merusak MOSFET.
6. Efisiensi rata-rata flyback konverter tanpa kapasitor snubber adalah 78% dan dengan kapasitor snubber 57.3%.
7. Rangkaian IC LM2576HVT dapat digunakan untuk implementasi konverter yang membutuhkan satu catu daya untuk suplai mikrokontroler, optocoupler dan konverter itu sendiri.
8. Rangkaian optocoupler analog 4N25 dapat digunakan untuk implementasi *isolated feedback* untuk kontroler PID.

5.2 Saran

Adapun saran pada tugas akhir ini yang dapat digunakan sebagai referensi pengembangan penelitian selanjutnya yaitu :

1. Memilih komponen pada pasaran yang memiliki nilai resistansi dalam yang kecil agar dapat mengurangi rugi-rugi.
2. Flyback konverter topologi satu switch lebih dianjurkan untuk operasi daya rendah, hal ini dikarenakan *spike voltage* kaki *drain-source* MOSFET (V_{DS}) yang telah dijelaskan sebelumnya.

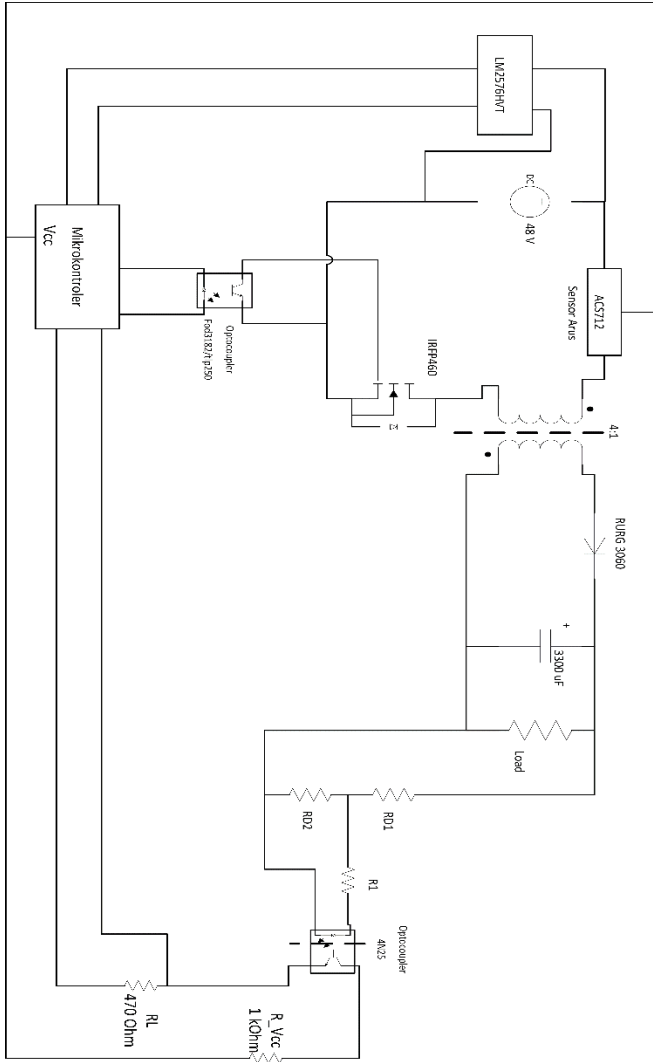
DAFTAR PUSTAKA

- [1] T. Morey, *Switching Power Supply Design, Third Edition*. 2009.
- [2] N. Coruh, S. Urgun, and T. Erfidan, "Design and implementation of flyback converters," *Proc. 2010 5th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2010*, vol. 2, pp. 1189–1193, 2010.
- [3] B. L. Dokić and B. Blanuša, *Power Electronics*. 2015.
- [4] A. Dogra, K. Pal, # Assistant, and M. T. Scholar, "Designing and Tuning of PI Controller for Flyback Converter," *Int. J. Eng. Trends Technol.*, vol. 13, no. 3, pp. 117–122, 2014.
- [5] A. M. Kamath, K. G. Anjana, and M. Barai, "Design and implementation of voltage mode digital controller for flyback converter operating in discontinuous conduction mode (DCM)," *India Int. Conf. Power Electron. IICPE*, vol. 2016–Novem, no. Dcm, pp. 0–5, 2017.
- [6] T. Halder, "A flyback converter topology selection criterion for the practical engineer," *India Int. Conf. Power Electron. IICPE*, vol. 2016–Novem, 2017.
- [7] H. Liu and X. Dianguo, "Analysis and design of the flyback transformer," *29th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 715–719, 2003.
- [8] M. R. Maulana, "Desain dan Implementasi Boost Konverter dengan High Frequency Transformer (HFT) untuk Sistem Photovoltaic Terhubung ke Jala-Jala," ITS, 2017.
- [9] F. Converters, "for Discontinuous Conduction Mode Flyback Converters."
- [10] E. Bielskis, A. Baskys, and M. Sapurov, "Impact of Transformer Design on Flyback Converter Voltage Spikes," *Elektron. ir Elektrotechnika*, vol. 22, no. 5, pp. 58–61, 2016.
- [11] H. K. Patel, "Voltage transient spikes suppression in flyback

- converter using dissipative voltage snubbers,” *2008 3rd IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2008*, pp. 897–901, 2008.
- [12] T. Halder, “An improved design guideline of the PWM flyback converter for the practical engineer,” *Proc. 2nd Int. Conf. 2017 Devices Integr. Circuit, DevIC 2017*, pp. 221–226, 2017.
- [13] ETD 49/15/26 Core and Accessories, TDK, 2017

LAMPIRAN

1. Rangkaian Keseluruhan



2. Tabel Kawat Tembaga AWG

AWG	Diameter (mm)	Luas Area (mm ²)	Arus (A)
1	7,350	42,4000	119
2	6,540	33,6000	94
3	5,190	21,2000	75
4	5,190	21,2000	60
5	4,620	16,8000	47
6	4,110	13,3000	37
7	3,670	10,6000	30
8	3,260	8,3500	24
9	2,910	6,6200	19
10	2,590	5,2700	15
11	2,300	4,1500	12
12	2,050	3,3100	9,3
13	1,830	2,6300	7,4
14	1,630	2,6300	5,9
15	1,450	1,650	4,7
16	1,290	1,3100	3,7
17	1,150	1,0400	2,9
18	1,024	0,8230	2,3

AWG	Diameter (mm)	Luas Area (mm ²)	Arus (A)
19	0,912	0,6530	1,8
20	0,812	0,5190	1,5
21	0,723	0,4120	1,2
22	0,644	0,3250	0,92
23	0,573	0,2590	0,729
24	0,511	0,4120	0,577
25	0,455	0,1630	0,457
26	0,405	0,1280	0,361
27	0,361	0,1020	0,288
28	0,321	0,0804	0,226
29	0,286	0,0646	0,182
30	0,255	0,0503	0,142

3. Listing Program Arduino

A. Open Loop

```
void setup()
{
    pinMode(9,OUTPUT);
}

void loop()
{

    TCCR1A = _BV(COM1A1)| _BV(WGM11) ;
    TCCR1B = _BV(WGM13) | _BV(CS10);
    ICR1 = 320;
    OCR1A = 155;

}
```

B. Closed Loop dengan Overload Protection

```
#include "avr/pgmspace.h"

double vSense;
double iSense;

double vSense2;
double iSense2;

double iSample = 0;
double vSample = 0;
```

```

#define mVperAmp 102.8//89
#define acoffset 2487.78

int rawValueAmp =0;
int rawValueVolt =0;
double voltageAmp = 0;
double voltage = 0;
double amps = 0;

long rawSampleAmp;
#define iteration2 1000 //jika lama maka dikurangi

//PID
#include <PID_v1.h>
int pwmPin = 9;
int ledPin = 12 ;
int analogPin = A0;
int val = 0;

unsigned long previousMillis = 0;
const long interval = 500;

double Setpoint, Input, Output;
double Kp=0.04, Ki=1.8, Kd=0;
//double Kp=0.02, Ki=0.85, Kd=0;

```

```
PID myPID(&Input, &Output, &Setpoint, Kp, Ki, Kd,  
DIRECT);
```

```
void setup() {  
  
    pinMode(pwmPin,OUTPUT);  
    pinMode(ledPin, OUTPUT);  
    pinMode(6,OUTPUT);  
    TCCR1A = _BV(COM1A1)| _BV(WGM11) ;  
    TCCR1B = _BV(WGM13) | _BV(CS10);  
    ICR1 = 320;  
    OCR1A = Output;  
    analogWrite(pwmPin, 120);  
    Serial.begin(9600);  
  
    //feedback  
    Input = analogRead(analogPin);  
    Setpoint = 120;  
    // Setpoint = 150;  
    //turn the PID on  
    myPID.SetMode(AUTOMATIC);  
    myPID.SetOutputLimits(3,200);  
}  
  
    //overload protection  
    bool state=1;
```

```

bool tombol;
bool lastTombol=0;
void loop() {
// Sensor Arus

    rawSampleAmp = 0;
    for(int i = 0; i<iteration2 ; i++)
    {
        rawValueAmp = analogRead(A3);
        rawSampleAmp = rawValueAmp +rawSampleAmp;
        delayMicroseconds(1);
    }
    rawSampleAmp = rawSampleAmp/iteration2;

    voltageAmp = (rawSampleAmp / 1023.0) *5000;
    iSense = ((voltageAmp-acoffset ) / mVperAmp);
    tombol = digitalRead(10);
    if(tombol!=lastTombol)
    {
        if(tombol)
        {
            state = 1;
        }
        delay(50);
    }
}

```

```

lastTombol = tombol;
//if (iSense > 2.4) //kondisi maksimal 87 W
if (iSense > 2.12) //kondisi 80 W
{
digitalWrite(6,HIGH);
    OCR1A = 0;
    state = 0;

myPID.SetMode(AUTOMATIC);
myPID.SetOutputLimits(0.1,0.2);
}
if(state==1)
{
digitalWrite(6,LOW);
myPID.SetMode(AUTOMATIC);
myPID.SetOutputLimits(3,200);
Input = analogRead(analogPin);
myPID.Compute();

    analogWrite(pwmPin, Output);
}

delay (200);

//PID
Input = analogRead(analogPin);

```

```
myPID.Compute();  
analogWrite(pwmPin, Output);
```

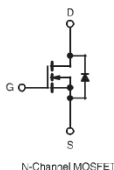
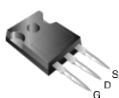
```
unsigned long currentMillis = millis();  
if (currentMillis - previousMillis >= interval) {
```

```
    Serial.println(state);  
    Serial.println("");  
    Serial.println(iSense);  
    Serial.println("");  
}  
}
```

4. Datasheet IRFP460

PRODUCT SUMMARY		
V_{DS} (V)	500	
$R_{DS(on)}$ (Ω)	$V_{GS} = 10\text{ V}$	0.27
Q_g (Max.) (nC)	210	
Q_{gs} (nC)	29	
Q_{gd} (nC)	110	
Configuration	Single	

TO-247



FEATURES

- Dynamic dV/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Lead (Pb)-free Available



DESCRIPTION

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distances between pins to meet the requirements of most safety specifications.

ORDERING INFORMATION	
Package	TO-247
Lead (Pb)-free	IRFP460PbF
	SiHFP460-E3
SnPb	IRFP460
	SiHFP460

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS $T_C = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted				
PARAMETER		SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage		V_{DS}	500	V
Gate-Source Voltage		V_{GS}	± 20	V
Continuous Drain Current	V_{GS} at 10 V	$T_C = 25^\circ\text{C}$	20	A
			13	
Pulsed Drain Current ^a		I_{DM}	80	A
Linear Derating Factor			2.2	W/°C
Single Pulse Avalanche Energy ^b		E_{AS}	960	mJ
Repetitive Avalanche Current ^b		I_{AR}	20	A
Repetitive Avalanche Energy ^b		E_{AR}	28	mJ
Maximum Power Dissipation	$T_C = 25^\circ\text{C}$	P_D	280	W
Peak Diode Recovery dV/dt ^c		dV/dt	3.5	V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range		T_J, T_{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s		300 ^d	°C
Mounting Torque	6-32 or M3 screw		10	lbf · in
			1.1	N · m

Notes

a. Repetitive rating, pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).

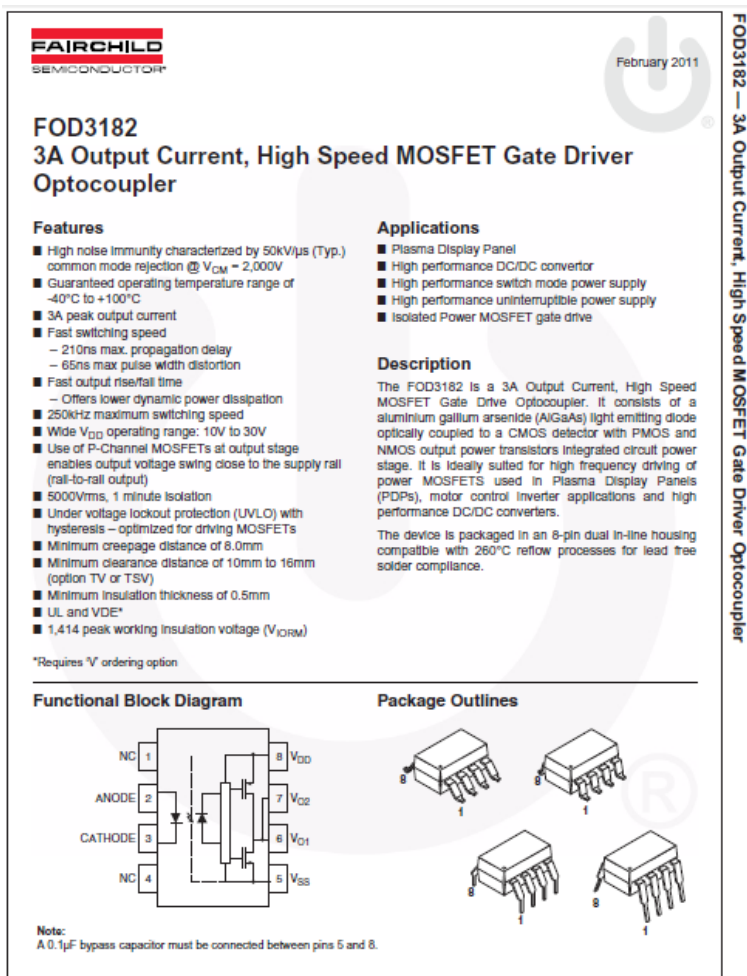
b. $V_{DS} = 50\text{ V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.3\text{ mH}$, $R_{\theta JA} = 25^\circ\text{C/W}$, $I_{AS} = 20\text{ A}$ (see fig. 12).

c. $I_{SP} \leq 20\text{ A}$, $dV/dt \leq 160\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DS} \leq V_{DSS}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$.

d. 1.6 mm from case.

* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply

5. Datasheet Optocoupler Driver MOSFET FOD 3182



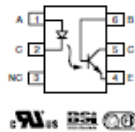
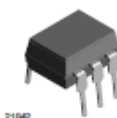
6. Datasheet Isolated Feedback Optocoupler

4N25, 4N26, 4N27, 4N28

Vishay Semiconductors



Optocoupler, Phototransistor Output, with Base Connection



FEATURES

- Isolation test voltage 5000 V_{RMS}
- Interfaces with common logic families
- Input-output coupling capacitance < 0.5 pF
- Industry standard dual-in-line 6 pin package
- Compliant to RoHS directive 2002/95/EC and in accordance to WEEE 2002/96/EC



RoHS COMPLIANT

APPLICATIONS

- AC mains detection
- Flood relay driving
- Switch mode power supply feedback
- Telephone ring detection
- Logic ground isolation
- Logic coupling with high frequency noise rejection

AGENCY APPROVALS

- UL1577, File no. E52744
- BS: EN 60065:2002, EN 60950:2000
- FIMKO: EN 60950, EN 60065, EN 60335

DESCRIPTION

The 4N25 family is an industry standard single channel phototransistor coupler. This family includes the 4N25, 4N26, 4N27, 4N28. Each optocoupler consists of gallium arsenide infrared LED and a silicon NPN phototransistor.

ORDER INFORMATION	
PART	REMARKS
4N25	CTR > 20 %, DIP-6
4N26	CTR > 20 %, DIP-6
4N27	CTR > 10 %, DIP-6
4N28	CTR > 10 %, DIP-6

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ⁽¹⁾				
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
INPUT				
Reverse voltage		V_{IR}	5	V
Forward current		I_F	60	mA
Surge current	$t \leq 10 \mu s$	I_{FSM}	3	A
Power dissipation		P_{tot}	100	mW
OUTPUT				
Collector-emitter breakdown voltage		V_{CEO}	70	V
Emitter-base breakdown voltage		V_{EB0}	7	V
Collector current		I_C	50	mA
	$t \leq 1 ms$	I_C	100	mA
Power dissipation		P_{tot}	150	mW

7. Datasheet LM2576HVT (suplai satu catu daya)



LM2576, LM2576HV

SNVS107D – JUNE 1995 – REVISED MAY 2016

LM2576xx Series SIMPLE SWITCHER® 3-A Step-Down Voltage Regulator

1 Features

- 3.3-V, 5-V, 12-V, 15-V, and Adjustable Output Versions
- Adjustable Version Output Voltage Range, 1.23 V to 37 V (57 V for HV Version) $\pm 4\%$ Maximum Over Line and Load Conditions
- Specified 3-A Output Current
- Wide Input Voltage Range: 40 V Up to 60 V for HV Version
- Requires Only 4 External Components
- 52-kHz Fixed-Frequency Internal Oscillator
- TTL-Shutdown Capability, Low-Power Standby Mode
- High Efficiency
- Uses Readily Available Standard Inductors
- Thermal Shutdown and Current Limit Protection

2 Applications

- Simple High-Efficiency Step-Down (Buck) Regulator
- Efficient Preregulator for Linear Regulators
- On-Card Switching Regulators
- Positive-to-Negative Converter (Buck-Boost)

3 Description

The LM2576 series of regulators are monolithic integrated circuits that provide all the active functions for a step-down (buck) switching regulator, capable of driving 3-A load with excellent line and load regulation. These devices are available in fixed output voltages of 3.3 V, 5 V, 12 V, 15 V, and an adjustable output version.

Requiring a minimum number of external components, these regulators are simple to use and include fault protection and a fixed-frequency oscillator.

The LM2576 series offers a high-efficiency replacement for popular three-terminal linear regulators. It substantially reduces the size of the heat sink, and in some cases no heat sink is required.

A standard series of inductors optimized for use with the LM2576 are available from several different manufacturers. This feature greatly simplifies the design of switch-mode power supplies.

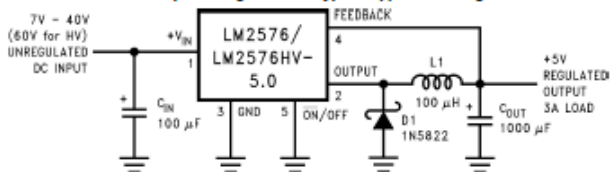
Other features include a $\pm 4\%$ tolerance on output voltage within specified input voltages and output load conditions, and $\pm 10\%$ on the oscillator frequency. External shutdown is included, featuring 50- μ A (typical) standby current. The output switch includes cycle-by-cycle current limiting, as well as thermal shutdown for full protection under fault conditions.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM2576	TO-220 (5)	10.16 mm \times 8.51 mm
LM2576HV	DDPAK/TO-263 (5)	10.16 mm \times 8.42 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Fixed Output Voltage Version Typical Application Diagram



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

LM2576, LM2576HV

SNVS107D – JUNE 1998 – REVISED MAY 2016

www.ti.com

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

 over the recommended operating junction temperature range of -40°C to 125°C (unless otherwise noted)⁽¹⁾⁽²⁾

		MIN	MAX	UNIT
Maximum supply voltage	LM2576		45	V
	LM2576HV		60	
ON/OFF pin input voltage		-0.3V ≤ V ≤ +V _{IN}		V
Output voltage to ground	(Steady-state)	-1		V
Power dissipation		Internally Limited		
Maximum junction temperature, T _J			150	°C
Storage temperature, T _{stg}		-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under Recommended Operating Conditions. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the TI Sales Office/Distributors for availability and specifications.

6.2 ESD Ratings

VALUE	UNIT
V _{ESD} Electrostatic discharge Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾	±2000 V

- (1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 Recommended Operating Conditions

over the recommended operating junction temperature range of -40°C to 125°C (unless otherwise noted)

		MIN	MAX	UNIT
Temperature	LM2576, LM2576HV	-40	125	°C
Supply voltage	LM2576		40	V
	LM2576HV		60	

6.4 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾		LM2576, LM2576HV		UNIT
		KT (TO-263)	KC (TO-220)	
		5 PINS	5 PINS	
R _{JA}	Junction-to-ambient thermal resistance	42.6	32.4	°C/W
R _{JA(top)}	Junction-to-case (top) thermal resistance	43.3	41.2	°C/W
R _{JB}	Junction-to-board thermal resistance	22.4	17.6	°C/W
ψ _{JT}	Junction-to-top characterization parameter	10.7	7.8	°C/W
ψ _{JB}	Junction-to-board characterization parameter	21.3	17	°C/W
R _{JA(bot)}	Junction-to-case (bottom) thermal resistance	0.4	0.4	°C/W

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the Semiconductor and IC Package Thermal Metrics application report, [SPRA963](#) and the Using New Thermal Metrics applications report, [SBVA025](#).
- (2) The package thermal impedance is calculated in accordance with JEDEC 51-7.
- (3) Thermal Resistances were simulated on a 4-layer, JEDEC board.

8. Datasheet Dioda TVS

Electrical Characteristics ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Part Number (Uni)	Part Number (Bi)	Reverse Stand off Voltage V_R (Volts)	Breakdown Voltage V_{BR} (Volts) @ I_R		Test Current I_R (mA)	Maximum Clamping Voltage V_C @ I_{PP} (Volts)	Maximum Peak Pulse Current I_{PP} (A)	Maximum Reverse Leakage I_R @ V_R (μA)	Agency Approval
			MIN	MAX					
1.5KE6.8A	1.5KE6.8CA	5.90	6.45	7.14	10	10.5	144.9	1000	X
1.5KE7.5A	1.5KE7.5CA	6.40	7.13	7.88	10	11.3	134.5	500	X
1.5KE8.2A	1.5KE8.2CA	7.02	7.79	8.61	10	12.1	125.6	200	X
1.5KE9.1A	1.5KE9.1CA	7.78	8.65	9.50	1	13.4	113.4	50	X
1.5KE10A	1.5KE10CA	8.55	9.50	10.50	1	14.5	104.9	10	X
1.5KE11A	1.5KE11CA	9.40	10.50	11.60	1	15.6	97.4	5	X
1.5KE12A	1.5KE12CA	10.20	11.40	12.60	1	16.7	91.0	5	X
1.5KE13A	1.5KE13CA	11.10	12.40	13.70	1	18.2	83.5	1	X
1.5KE15A	1.5KE15CA	12.90	14.30	15.80	1	21.2	71.7	1	X
1.5KE16A	1.5KE16CA	13.60	15.20	16.80	1	22.5	67.6	1	X
1.5KE18A	1.5KE18CA	15.30	17.10	18.90	1	25.2	60.3	1	X
1.5KE20A	1.5KE20CA	17.10	19.00	21.00	1	27.7	54.9	1	X
1.5KE22A	1.5KE22CA	18.90	20.90	23.10	1	30.6	49.7	1	X
1.5KE24A	1.5KE24CA	20.50	22.80	25.20	1	33.2	45.8	1	X
1.5KE27A	1.5KE27CA	23.10	25.70	28.40	1	37.5	40.5	1	X
1.5KE30A	1.5KE30CA	25.60	28.50	31.50	1	41.4	36.7	1	X
1.5KE33A	1.5KE33CA	28.20	31.40	34.70	1	45.7	33.3	1	X
1.5KE36A	1.5KE36CA	30.80	34.20	37.80	1	49.9	30.5	1	X
1.5KE39A	1.5KE39CA	33.30	37.10	41.00	1	53.9	28.2	1	X
1.5KE43A	1.5KE43CA	36.80	40.90	45.20	1	59.3	25.6	1	X
1.5KE47A	1.5KE47CA	40.20	44.70	49.40	1	64.8	23.5	1	X
1.5KE51A	1.5KE51CA	43.60	48.50	53.60	1	70.1	21.7	1	X
1.5KE56A	1.5KE56CA	47.80	53.20	58.80	1	77.0	19.7	1	X
1.5KE62A	1.5KE62CA	53.00	58.90	65.10	1	85.0	17.9	1	X
1.5KE68A	1.5KE68CA	58.10	64.60	71.40	1	92.0	16.5	1	X
1.5KE75A	1.5KE75CA	64.10	71.30	78.80	1	103.0	14.8	1	X
1.5KE82A	1.5KE82CA	70.10	77.90	86.10	1	113.0	13.5	1	X
1.5KE91A	1.5KE91CA	77.80	86.50	95.50	1	125.0	12.2	1	X
1.5KE100A	1.5KE100CA	85.50	95.00	105.00	1	137.0	11.1	1	X
1.5KE110A	1.5KE110CA	94.00	105.00	116.00	1	152.0	10.0	1	X
1.5KE120A	1.5KE120CA	102.00	114.00	126.00	1	165.0	9.2	1	X
1.5KE130A	1.5KE130CA	111.00	124.00	137.00	1	179.0	8.5	1	X
1.5KE150A	1.5KE150CA	128.00	143.00	158.00	1	207.0	7.3	1	X
1.5KE160A	1.5KE160CA	136.00	152.00	168.00	1	219.0	6.9	1	X
1.5KE170A	1.5KE170CA	145.00	162.00	179.00	1	234.0	6.5	1	X
1.5KE180A	1.5KE180CA	154.00	171.00	189.00	1	246.0	6.2	1	X
1.5KE200A	1.5KE200CA	171.00	190.00	210.00	1	274.0	5.5	1	X
1.5KE220A	1.5KE220CA	185.00	209.00	231.00	1	328.0	4.6	1	X
1.5KE250A	1.5KE250CA	214.00	237.00	263.00	1	344.0	4.4	1	X
1.5KE300A	1.5KE300CA	256.00	285.00	315.00	1	414.0	3.7	1	X
1.5KE320A	1.5KE320CA	273.00	304.00	336.00	1	441.0	3.5	1	X
1.5KE350A	1.5KE350CA	300.00	332.00	368.00	1	482.0	3.2	1	X
1.5KE400A	1.5KE400CA	342.00	380.00	420.00	1	548.0	2.8	1	X
1.5KE440A	1.5KE440CA	376.00	418.00	462.00	1	602.0	2.5	1	X
1.5KE480A	1.5KE480CA	408.00	456.00	504.00	1	658.0	2.3	1	X
1.5KE510A	1.5KE510CA	434.00	485.00	535.00	1	698.0	2.1	1	X
1.5KE530A	1.5KE530CA	451.00	503.50	556.50	1	725.0	2.1	1	X
1.5KE540A	1.5KE540CA	460.00	513.00	567.00	1	740.0	2.0	1	X
1.5KE550A	1.5KE550CA	468.00	522.50	577.50	1	760.0	2.0	1	X
1.5KE600A	1.5KE600CA	512.00	570.00	630.00	1	828.0	1.8	1	X

For information on how to use this table, see the "Using the Table" section of the "TVS Diodes" chapter.

Halaman ini sengaja dikosongkan

RIWAYAT HIDUP PENULIS



Penulis buku Tugas Akhir yang berjudul **“Desain dan Implementasi DC-DC Flyback Konverter 48-12 V 100 W untuk Suplai Auxiliary Kendaraan Listrik”** dikerjakan oleh penulis bernama lengkap Muhammad Affiyana Al Hilmi. Penulis akrab dipanggil Hilmi yang lahir di Sukoharjo pada 25 Oktober 1995. Penulis hidup bersama orang tua di Kabupaten Sukoharjo, Jawa Tengah. Penulis telah menyelesaikan pendidikan tingkat menengah di SMP Negeri 4 Surakarta pada tahun 2011, pendidikan tingkat lanjut di SMA Negeri 1 Surakarta dan pendidikan tingkat tinggi di Departemen Teknik Elektro ITS pada tahun 2018. Selama masa perkuliahan penulis aktif dibidang keorganisasian dan kepanitiaan, seperti Kepala Biro Relasi dan Jaringan HIMATEKTRO ITS 2015/2016, Staff *External Affair* Society of Petroleum Engineers (SPE) ITS, Koordinator Lapangan ELECTRA V dan Asisten Laboratorium Konversi Energi. Penulis juga aktif dibidang minat bakat seperti Tim Futsal Elektro ITS dan Tim Basket Elektro ITS. Selain bidang tersebut, penulis juga aktif di bidang keilmiahan dan telah mendapat juara hingga internasional.